

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE
DOCTORAT EN GÉNIE
Ph.D.

PAR
AMARIR, SAÏD

CONTRIBUTIONS AUX SURTENSIONS ET COURANTS HAUTE FRÉQUENCE DUS À LA
RÉFLEXION DE L'ONDE DANS LES CÂBLES D'ALIMENTATION DES ENTRAÎNEMENTS À
VITESSE VARIABLE À COMMANDE PWM

MONTREAL, LE 23 DÉCEMBRE 2008

© Droits réservés de Saïd Amarir, 2008

PRÉSENTATION DU JURY
CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de thèse
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. David Bensoussan, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, Président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Sheldon Williamson, jury externe indépendant
Département du génie électrique et génie informatique à l'Université Concordia

M. Capolino Gérard-André, jury externe
Université de Picardie Jules Verne - Amiens, France

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 19 DÉCEMBRE 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

AVANT-PROPOS

Cette recherche est financée par la Chaire de Recherche du Canada en Conversion de l'Énergie Électrique et en Électronique de Puissance. Elle est réalisée au sein du laboratoire Groupement de Recherche en Électronique de Puissance et de Commande industrielle (GREPCI), de l'École de technologie Supérieure. Cette recherche est réalisée par l'auteur sous la supervision du Professeur Kamal Al-Haddad Dr, Ing, fellow de IEEE, spécialiste en Électronique de Puissance, titulaire de plusieurs publications régissant divers domaines impliquant l'intégration des convertisseurs passifs.

L'objectif principal de cette recherche est d'étudier le problème des surtensions (et courants) transitoires dans un système d'entraînement électrique dû à la réflexion d'onde. L'étude est dédiée aux systèmes d'entraînement utilisant des interrupteurs statiques à commutation rapide commandés par modulation de la largeur d'impulsion. Les systèmes visés sont surtout ceux mis en œuvre dans des procédés industriels imposant de longues distances séparant le moteur du convertisseur.

Une des contributions majeures de cette thèse est publiée dans le journal "IEEE Transactions on Power Electronics" sous la référence suivante:

Amarir, Saïd and Al-Haddad, Kamal (2008). "A Modeling Technique to Analyze the Impact of Inverter Supply Voltage and Cable Length on Industrial Motor-Drives," IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 23, Issue 2, March 2008 Page(s): 744-752

Une deuxième contribution a fait l'objet d'un article qui a eu le prix du meilleur article "The best paper award on Power Electronics and Systems Symposium" octroyé par IEEE Canada, à la conférence canadienne de génie électrique et génie informatique, IEEE CCECE 2008. Une extension de cet article a été acceptée pour être publiée dans le journal Canadien du génie électrique et génie informatique "Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering", sous la référence suivante:

Amarir, Saïd and Al-Haddad, Kamal (2008). ‘‘A New Design Tool to Protect Industrial Long Cable PWM ASD systems against High Frequency Over-voltage Problems,’’ Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, accepted in September 2008.

Une troisième contribution est soumise au journal ‘ Mathematics and Computers in Simulation’ IMACS Transactions, sous la référence suivante :

Amarir, Saïd and Al-Haddad, Kamal (2008). ‘‘A New Mathematical Tool to Investigate the Influence of Cable Characteristics and IGBT Fast switching on Voltage Transients and Differential Mode Currents for PWM Drives,’’ submitted to Mathematics and Computers in Simulations, IMACS Transactions, 30 september 2008.

Une quatrième contribution majeure de cette thèse se présente en une invention technologique qui a fait l’objet d’une demande de brevetabilité déposée lors de la session d’été 2008 sous le titre: ‘‘ *Compensateur passif des surtensions causées par la longueur de câble dans un système d’entraînement électrique à commande par modulation de largeur d’impulsion*’’.

D’autres contributions ont fait l’objet de 13 articles présentés et publiés dans des conférences internationales.

La thèse se présente en plusieurs développements théoriques avancés et originaux ayant permis l’analyse complète des tensions et courants réfléchis dans le câble de puissance reliant le moteur au convertisseur. Ceci constitue des contributions ayant servi à des simulations précises des courants et tensions le long du câble et au niveau du moteur. Ces simulations ont pour rôle de coordonner entre les différents paramètres du système afin d’éliminer les risques potentiels des surtensions dues à la réflexion d’onde ainsi que les perturbations, conduites (en mode commun et différentiel) et rayonnées, qui leur sont associées.

La thèse propose également des techniques de protection préventives et de mitigation. Une solution de protection active a consisté à concevoir et réaliser un compensateur passif, qui permet d'éliminer efficacement les surtensions aux bornes du moteur, afin de protéger celui-ci des risques de détérioration de son isolation et également d'amortir la destruction de ses roulements. Ceci constitue une véritable innovation industrielle; c'est la raison pour laquelle une demande de brevetabilité a été soumise au CETT (Centre d'Expérimentation et de transfert de technologie de l'ÉTS), pour une valorisation commerciale.

Notons, enfin, qu'à l'issue de cette recherche, on a abouti à deux inventions technologiques dont une est présentée en détail dans cette thèse, la deuxième est présentée sommairement au dernier chapitre et fera objet de futures publications.

REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent au Professeur Kamal Al-Haddad, mon directeur de thèse; qu'il y trouve toute ma reconnaissance pour son encadrement appréciable et ses encouragements. Je tiens à exprimer ma gratitude envers lui pour ses hautes qualités de communication et pour son soutien financier et les moyens logistiques qu'il a mis à ma disposition pour mener mon projet dans les meilleures conditions. Je le remercie enfin pour l'intérêt qu'il a accordé à mes démarches et mes résultats de recherches durant mon programme doctoral.

Je saisis cette occasion pour remercier également le corps enseignant et administratif du département de Génie Électrique de l'ÉTS qui n'a épargné aucun moyen pour que mon projet se déroule dans les meilleures conditions. Ma reconnaissance s'adresse aux professeurs Saad Maarouf, Ambrish Chandra, Louis Dessaint, Jean-Pierre Lagacé, David Bensoussan et d'autres responsables du GREPCI, pour leurs efforts précieux qui font de plus en plus de ce centre une unité de recherche distinguée au Québec.

Je remercie particulièrement M. Yves Robitaille, technicien en génie électrique, pour son aide précieuse aux chercheurs du GREPCI à l'approvisionnement des composants ainsi qu'à l'assistance à la mise en fonctionnement des appareils du laboratoire.

Je remercie également M. Jorge Rojas Abad, M. Richard Provencher et M. Avelar Rigoberto, techniciens en génie électrique, pour leur disponibilité. Mes remerciements s'adressent aussi au service de soutien informatique, particulièrement à Mme Edith Deslandes et M. Benjamin.

J'ai aussi l'agréable devoir de remercier mon épouse d'avoir sacrifié son propre travail de médecin au Maroc pour qu'elle me seconde au Canada durant mes études de troisième cycle. J'ai apprécié son soutien moral et sa patience remarquable digne d'une compagne exemplaire.

Je tiens à remercier l'École de technologie supérieure de m'avoir sélectionné lors des concours des bourses internes quatre années successives. L'ÉTS m'a octroyé des bourses de mérite exceptionnelles durant les années 2002, 2003, 2004 et 2005, m'offrant ainsi une opportunité et un encouragement considérable qui m'ont permis de poursuivre mes études aux cycles supérieurs.

Je remercie également IEEE Canada pour m'avoir octroyé le prix du meilleur article de la conférence canadienne de génie électrique et du génie informatique IEEE CCECE2008, tenue à Niagara Falls, Ontario, du 04 au 07 mai 2008.

J'ai aussi, l'agréable devoir de remercier les honorables membres du jury pour avoir révisé ce travail; toute remarque ou suggestion de leur part ayant été appréciée.

CONTRIBUTIONS AUX SURTENSIONS ET COURANTS HAUTE FRÉQUENCE DUS À LA RÉFLEXION DE L'ONDE DANS LES CÂBLES D'ALIMENTATION DES ENTRAÎNEMENTS À VITESSE VARIABLE À COMMANDE PWM

AMARIR, Saïd

RÉSUMÉ

L'application des Systèmes d'entraînement à vitesse variable (SEVV) est en croissance grâce à leur efficacité pour l'économie d'énergie et la facilité de contrôle. Le développement des interrupteurs avancés de puissance, à commutation rapide, a permis une haute fréquence de commutation et a amélioré la performance de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans ces systèmes. La fréquence de commutation de 2 à 20 kHz est rendue possible grâce aux transistors à grille isolée (IGBT) pour différentes gammes de puissance dépassant 800kW. Toutefois, les forts gradients dv/dt de la tension générée par le convertisseur, pouvant dépasser 6000V/ μ s, ont différents impacts sur les cartes de contrôle-commande du convertisseur, sur ses dispositifs de d'interface et de protection qui sont sensibles aux interférences électromagnétiques (IEM). Par ailleurs, le plus grand pourcentage des perturbations de fonctionnement des procédés contrôlés par les SEVV sont dues à la destruction des enroulements du moteur, à la destruction de ses roulements ainsi qu'aux IEM.

Les considérations sur ces problèmes doivent être révisées si on tient compte, en plus des impulsions à front raide générées par le convertisseur, des caractéristiques du câble de liaison entre le convertisseur et le moteur. En effet, les problèmes précités deviennent plus graves avec le phénomène de la réflexion d'onde, causant des surtensions transitoires hautes fréquence (HF), qui risquent d'apparaître le long du câble de liaison et surtout aux bornes du moteur. Ces surtensions, souvent, dépassent les valeurs limites d'isolation indiquées par les normes et, par conséquent, détruisent cette isolation du moteur, surtout à l'entrée des bobines. Elles favorisent davantage la circulation des courants dans les paliers du moteur, problème d'ailleurs observé dans tous les SEVV, pour causer une détérioration prématurée des roulements. Elles peuvent également causer des décharges partielles sur le câble et réduire ainsi sa durée de vie. Enfin, les oscillations HF de ces surtensions sont associés à des courants parasites qui ont pour effet de favoriser les IEM conduites (en modes commun et différentiel) ainsi que rayonnées.

Le but de cette thèse est d'apporter des contributions à ce problème de surtensions ainsi qu'aux courants parasites qui leurs sont associés. Elle porte un intérêt particulier au comportement de la liaison entre le convertisseur et le moteur car celle-ci joue un rôle déterminant auquel on doit porter une attention suffisante. L'étude est dédiée aux systèmes d'entraînement, utilisant des onduleurs de tension à commutation rapide commandés par MLI, mis en œuvre dans des procédés industriels requérant de longues distances entre le moteur et le convertisseur.

Certaines contributions réalisées se présentent d'abord en des développements théoriques avancés ayant permis l'analyse complète des tensions et courants réfléchis dans le câble de

puissance reliant le moteur au convertisseur. Ces développements ont conduit à des outils de simulation précis pour diagnostiquer les courants et tensions le long du câble et au niveau du moteur. Ces outils de simulations ont pour rôle de coordonner entre les différents paramètres du système afin de limiter les risques potentiels des surtensions HF, des courants parasites et des interférences électromagnétiques qui leur sont associés. Les modèles développés ont été validés expérimentalement sur un système d'entraînement industriel de puissance 5 kVA.

D'autres contributions réalisées apportent des solutions au problème. Elles se présentent sous formes de recommandations élaborées pour protéger à la fois le moteur et son câble d'alimentation des surtensions, tenant compte de leurs classes d'isolation. Elles comportent surtout la proposition de deux approches de protection efficaces. Chacune des approches proposées a été mise en application par la conception et réalisation de deux nouveaux systèmes de protection qui permettent de résoudre le problème pour n'importe quelle distance séparant le moteur de l'onduleur. Tenant compte des nombreux avantages que présentent ces systèmes par rapport aux solutions déjà commercialisées, ils sont considérés bel et bien deux innovations technologiques à mettre en valeur. D'ailleurs, une demande de brevetabilité a déjà été déposée pour une des deux solutions proposées.

En plus d'une synthèse globale personnalisée sur les entraînements électriques et une présentation de la problématique de cette recherche, on liste ci-après les contributions déterminantes de cette thèse:

Sur le plan théorique, des méthodes originales servant à l'analyse des ondes réfléchies le long du câble d'alimentation du moteur, ont été développées:

- 1- Un développement théorique avancé ayant permis l'analyse complète des surtensions transitoires, en tout point le long du câble électrique.
- 2- Développement de schémas équivalents, dans le domaine temporel, facilitant le calcul des courants dus à la réflexion d'onde.
- 3- Un développement théorique avancé ayant permis l'analyse complète des courants parasites en mode différentiel, en tout point le long du câble de liaison.
- 4- Une formulation mathématique de l'évolution en fonction du temps des ondes de tension, incidente et réfléchie, en tout point, le long du câble de liaison.
- 5- Une formulation mathématique de l'évolution en fonction du temps, des ondes de courant, incident et réfléchi, en tout point le long du câble de liaison.
- 6- Développement, dans le domaine temporel, de modèles pour les ondes incidentes et réfléchies
- 7- Développement, dans le domaine temporel, de modèles pour les surtensions et courants parasites en mode différentiel, intégrant les coefficients de réflexion
- 8- Développement, dans le domaine temporel, d'un modèle pour les surtensions et courants parasites en mode différentiel, sans utilisation des coefficients de réflexion.

Sur le plan pratique, les contributions théoriques précédentes ont été suivies des réalisations originales qui sont les suivantes:

- 9- Développement et mise en œuvre d'une approche de mesure des paramètres contribuant aux surtensions, sur un prototype industriel de puissance 5 kVA.
- 10- Validations expérimentales des modèles développés, réalisées sur le même prototype.
- 11- Investigations expérimentales et interprétations des surtensions dont la valeur crête dépasse le double de la tension du lien à courant continu.
- 12- Recommandations élaborées pour protéger à la fois le moteur et son câble d'alimentation des surtensions, tenant compte de leurs classes d'isolation.
- 13- Une première invention consistant à la conception et réalisation d'un système de protection efficace, intitulé " Compensateur Passif", à faible perte et qui protège le moteur contre les surtensions pour n'importe quelle distance séparant le moteur de l'onduleur.
- 14- Une deuxième invention consistant à la conception et réalisation d'un système de protection efficace, intitulé " Compensateur Actif", qui protège à la fois le moteur et le câble contre les surtensions pour n'importe quelle distance séparant le moteur de l'onduleur.

Les contributions 1 à 12 ont globalement fait objet de trois articles de journaux et de treize articles de conférences internationales, cités en référence. La treizième contribution constitue une invention dont une demande de brevetabilité a été déposée et ne peut par conséquent être publiée à ce jour. La quatorzième contribution pourra faire l'objet d'autres publications.

CONTRIBUTIONS AUX SURTENSIONS ET COURANTS HAUTE FRÉQUENCE DUS À LA RÉFLEXION DE L'ONDE DANS LES Câbles D'ALIMENTATION DES ENTRAÎNEMENTS À VITESSE VARIABLE À COMMANDE PWM

AMARIR, SAÏD

ABSTRACT

A multitude of industrial processes use Adjustable Speed Drive (ASD) systems, which consist of a Pulse Width Modulation (PWM) source inverter with Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) power devices. These drives offer many advantages including precise control of the motor speed, high efficiency, and retention of the motor torque at very low speed. However, in many applications, these systems require long motor leads; this is why motors often undergo overvoltages stress due to the reflected wave. These overvoltages increase with the length of the feeding cables (up to a critical cable distance) and the dv/dt generated by the inverter IGBT switches. In addition to torque oscillation and localized heating problems, they can cause the destruction of the motor insulation, in particular in the early turns. They can also cause partial discharges in the drive-to-motor cable thereby reducing its lifespan. Besides, the reflected waves affect the common mode (CM) voltage and the bearing current problems. As it will be shown in this thesis, they are also associated with oscillating currents in differential mode (DM) with a frequency range that can go up to several MHz (depending on the cable length), that have not been previously examined in detail. As a result, the conducted EMI problem, which is a common problem in ASD systems, gets worse.

Historically, traveling-wave problems have been studied using graphical Bewley diagrams, also known as Lattice diagrams. Since this method was poorly adapted to computer analysis, other methods have started appearing in the literature. In these methods, differential equations of lumped elements L and C of the transmission line were transformed into algebraic difference equations using the trapezoidal rule of integration. But these methods appeared to be poorly adapted so as to represent a distributed parameters line. The Electromagnetic Transient Program software (EMTP) method has long been the best suited for digital computer analysis. Indeed, it does not use reflection coefficients but instead it uses a line model (Matlab™ The Mathworks, Inc). But, in the latter method, an exact solution requires that the time propagation τ should be an integer multiple of the calculation step Δt ($\tau = k\Delta t$; k integer). Moreover, it is difficult to use this method to determine the voltage transient at any point x along the cable.

Matlab SimPowerSystems (SPS) has two types of cable models. In the first one, SPS uses the same approach as the EMTP technique. In the second one, the cable is represented by multiple Pi equivalent sections. When using this second model, the cable eigen frequencies will increase with the number of Pi sections. But, as more sections are added, the step time must be very small to get accurate results. This implies convergence problems, as well as longer time simulations.

In the last decade, the application of the traveling-wave theory to ASD systems has been addressed by several researchers. Qualitative analysis relating to this phenomenon has been reported in the literature. These analyses show that, in general, the peak overvoltage can reach, and sometimes exceed, twice the DC bus voltage (2 p.u; the DC bus voltage being the base). Several authors have studied the impact of the phenomenon on the motor and/or the cable. Others proposed some mitigation techniques, especially to design output filters capable of matching the cable's characteristic impedance. Other authors focused on the frequency modeling of the motor and resorted to known traveling wave methods to analyze overvoltage at the motor terminals.

Recently, two approaches have been reported in the literature. The first approach consists on using the known telegrapher's equation for sinusoidal steady state excitation in order to analyze the cable's frequency response. The inverter PWM output voltage is decomposed into sinusoidal waveforms using Fast Fourier Transform (FFT). The cable-motor response constitutes the sum of its responses to each of the PWM voltage sinusoidal harmonic. The second approach has proposed a measurement methodology for the cable's high frequency parameters using the Maxwell 2D Finite Element Analysis (FEA). This methodology is privileged over the LCR meter measures in order to i) take into account different geometric configurations of power cables (for more accurate results) and to ii) eliminate costly and complicated cable testing. Using the FEA methodology, the measured cable parameters have only been applied to various known cable models (including the Pi section line model, using 5 to 20 LC Pi branches with lumped resistance) to analyze the CM current and DM motor overshoot voltage in the ASD system.

This thesis gives both theoretical and practical contributions, to the reflected wave phenomenon, with the principal aim of solving the high frequency overvoltage problems in industrial ASD-Motor Drives.

First, It offers a new method of direct and fast calculation of the overvoltages due to the traveling waves. This method does not require any representation of the system components since it uses a mathematical formula which is well adapted to computer solutions. Besides, it expresses overvoltages not only at the cable terminals but also at any point along the cable.

Then, the thesis offers new mathematical expressions and new modeling schemes for incident and reflected waves of both current and voltage. Moreover, it identifies expresses and models the parasitic DM currents that have not been previously examined. These mathematical developments have led to some simulation tools for diagnosing overvoltages and their associated DM currents along the cable, at the motor terminals and at the inverter output. These methods take into account the cable characteristics (e.g. type, length), the motor impedance, the inverter impedance, its voltage rise and fall times and finally its carrier frequency. As a result, the oscillation frequency, the critical cable length, the peak voltage and the parasitic current amplitude could all be determined. Overvoltages higher than 2 p.u are also be investigated. To validate the proposed techniques, simulations and experiments have been carried out on an industrial 5 kVA ASD prototype using a 4-wire braided-shielded long cable.

Apart from the developed tools, which are useful in design and implementation of ASDs, the thesis offers a major contribution to solve the problem. In fact, a new mitigation device has been designed, realized and tested on the previous 5kVA prototype. The proposed device could be implemented during exploitation, and allows eliminating over-voltages at the motor terminals, whatever the cable length. This constitutes an important industrial innovation; that is why an application for patenting has been already submitted.

In addition to this patent pending, the contributions of this thesis have been subject of three journal papers and 13 papers in international conferences, cited in reference. In addition, one of these articles was awarded the best paper at the conference CCECE IEEE 2008.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 DESCRIPTION D'UN SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE	6
1.1 Le convertisseur	6
1.2 Le câblage du convertisseur	7
1.3 La commande électronique	8
1.4 Dispositifs d'interface puissance- commande	10
1.4.1 Mesure de tension	10
1.4.2 Mesure de courant	11
1.5 Dispositifs d'amorçage commande-puissance	12
1.6 Dispositifs de protection	12
1.7 Les câbles	14
1.7.1 Description d'un câble de puissance	14
1.7.2 Description d'un câble de commande	16
1.8 Le moteur	17
1.9 Isolation des enroulements	19
1.9.1 L'isolation des fils élémentaires	19
1.9.2 L'isolation des spires	20
1.9.3 L'isolation de la masse	20
1.10 Topologie du convertisseur d'un système d'entraînement typique	20
1.10.1 Les convertisseurs directs	20
1.10.2 Les convertisseurs indirects	21
1.10.3 Les convertisseurs indirects multi-niveaux	23
1.11 La commande par modulation de la largeur d'impulsion (MLI)	25
1.11.1 La modulation linéaire	26
1.11.2 La modulation sinusoïdale	27
1.11.3 La modulation vectorielle	29
1.11.4 La modulation calculée	31
1.12 Régulation des entraînements à vitesse variable	31
1.13 Conclusion	33
CHAPITRE 2 PROBLÉMATIQUE DE LA RECHERCHE ET REVUE BIBLIOGRAPHIQUE	34
2.1 Problème des IEM dans un SEVV	35
2.1.1 Contributeurs aux perturbations conduites	36
2.1.2 Contributeurs aux perturbations rayonnées	38
2.1.3 Impératifs de mitigation en vigueur	38
2.1.4 Problématique des IEM	39
2.2 Problème de surtensions transitoires sur le câble	41
2.2.1 Impact sur le système d'isolation	42
2.2.2 Impact sur les perturbations conduites	43

2.2.3	Impact sur le système mécanique	44
2.3	Avancement de la recherche durant la dernière décennie.....	46
2.3.1	Recherches régissant le problème des surtensions dues à la réflexion d'onde	46
2.3.2	Recherches sur le problème du courant dans les roulements.....	49
2.3.3	Recherches sur le problème des IEM conduites HF	51
2.3.4	Perturbations rayonnées	54
2.4	Conclusion	56

CHAPITRE 3 CONTRIBUTION MATHÉMATIQUE AU PHÉNOMÈNE DE SURTENSION DANS LES CÂBLES D'ALIMENTATION D'UN SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT

3.1	Modélisation préliminaire.....	58
3.2	Développement dans le domaine fréquentiel.....	61
3.3	Méthodes pour le calcul analytique des surtensions en cas de câble sans pertes	64
3.3.1	Méthodes du circuit de Thévenin équivalent	64
3.3.2	Diagramme de Bewley.....	66
3.4	Nouvelle méthode de calcul direct.....	67
3.5	Niveau théorique maximal de surtension dans un système d'entraînement	70
3.5.1	Hypothèses de calcul.....	70
3.5.2	Niveau théorique maximal de surtension.....	71
3.6	Calcul de la fréquence d'oscillation de la tension transitoire	72
3.7	Calcul de la longueur critique du câble d'un système EVV (Cas d'impulsion longue).....	73
3.7.1	Hypothèses de calcul.....	73
3.7.2	Méthode qualitative	74
3.7.3	Méthode analytique.....	75
3.7.4	Remarques.....	77
3.8	Conclusion	78

CHAPITRE 4 CONTRIBUTIONS MATHÉMATIQUES AUX ONDES RÉFLÉCHIES ET AU COURANTS PARASITES EN MODE DIFFÉRENTIEL

4.1	Représentation du circuit équivalent en fonction de la tension incidente.....	80
4.2	Représentation du circuit équivalent en fonction de la tension réfléchie	82
4.3	Représentation du circuit équivalent en fonction du courant incident.....	83
4.4	Représentation du circuit équivalent en fonction du courant réfléchi	85
4.5	Calcul de la tension et du courant incidents.....	86
4.6	Calcul de la tension et du courant réfléchis	87
4.7	Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant parasite en mode différentiel (côté moteur).....	88
4.8	Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant dû à la réflexion d'onde (côté onduleur).....	89
4.9	Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant dû à la réflexion d'onde en tout point le long du câble.....	91
4.9.1	Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant la tension incidente	91

4.9.2	Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant la tension réfléchie.....	92
4.9.3	Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant le courant incident	93
4.9.4	Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant le courant réfléchi	93
4.10	Nouvelle méthode de calcul direct à la fois de la tension et du courant en tout point le long du câble.....	93
4.11	Remarques.....	95
4.11.1	Remarque 1	95
4.11.2	Remarque 2	95
4.11.3	Remarque 3	96
4.11.4	Remarque 4	97
4.12	Conclusion	97
 CHAPITRE 5 CONTRIBUTIONS AUX MODÈLES DE SIMULATION DES SURTENSIONS ET DES COURANTS PARASITES EN MD, DUS À LA RÉFLEXION D'ONDE		
5.1	Modèles existants pour l'évaluation des surtensions transitoires	100
5.1.1	Les modèles analogiques ("TNA").....	100
5.1.2	Les modèles numériques.....	100
5.1.3	Modèles des équations algébriques.....	101
5.1.4	Modèles du SPS	101
5.1.5	Modèle de l'EMTP (de Bergeron)	102
5.2	Nouveaux modèles développés.....	103
5.2.1	Modèle relatif aux surtensions	103
5.2.2	Modèles relatifs aux courants	105
5.2.3	Modèles de simulation des ondes réfléchies	107
5.2.4	Modèle global	108
5.3	Validation préliminaire (par simulation) du modèle relatif aux surtensions	110
5.3.1	Validation du modèle par le diagramme de Bewley	110
5.3.2	Validation utilisant le modèle distribué du câble.....	115
5.3.3	Les performances de la méthode développée	117
5.4	Autres simulations utilisant les autres modèles développés	121
5.5	Une autre alternative: Nouveaux modèles aux équations de retard	125
5.5.1	Développement d'équations de retard	125
5.5.2	Circuit équivalent en découplant	126
5.5.3	Nouveau modèle en découplant.....	128
5.5.4	Deuxième modèle en découplant.....	131
5.6	Conclusion	131
 CHAPITRE 6 VALIDATIONS ET INVESTIGATIONS EXPÉRIMENTALES.....		
6.1	Présentation du système	134
6.1.1	Le redresseur.....	135
6.1.2	Le lien à cc.	135
6.1.3	L'onduleur.....	136
6.1.4	Moteur et câble	137
6.1.5	Présentation visuelle	137

6.2	Les mesures des caractéristiques	139
6.2.1	Détermination des paramètres de l'onduleur	139
6.2.2	Détermination de l'impédance du moteur.....	140
6.2.3	Mesure des paramètres du câble	141
6.3	Validations expérimentales.....	145
6.3.1	Impédance du moteur.....	145
6.3.2	Vérification de l'impédance caractéristique du câble.....	146
6.3.3	Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (Formes d'ondes de tension)	148
6.3.4	Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (Formes d'ondes de courant).....	151
6.3.5	Autres résultats expérimentaux.....	154
6.4	Investigations expérimentales des surtensions HF supérieures à 2p.u.	156
6.5	Simulation et interprétation analytique des surtensions HF supérieures à 2 p.u.	160
6.5.1	Notion de distance critique entre deux impulsions successives.....	160
6.5.2	Cas d'impulsions longues	161
6.5.3	Cas d'une impulsion courte	164
6.5.4	Cas d'une montée bipolaire d'impulsion	167
6.5.5	Cas d'empiètement.....	170
6.6	Impact de la MLI et de la régulation sur la liaison onduleur-moteur	171
6.7	Conclusion	172
 CHAPITRE 7 CONTRIBUTION AUX MOYENS DE MITIGATION: UNE TECHNIQUE PRÉVENTIVE ET UNE INVENTION À IMPACT INDUSTRIEL		
7.1	Technique de protection préventive.....	174
7.1.1	Approches proposées	175
7.1.2	Applications au système expérimenté.....	177
7.2	Commentaires sur les solutions en vigueur	184
7.2.1	Réactance série:	184
7.2.2	Filtre passe-bas à la sortie de l'onduleur.....	185
7.2.3	Circuit amortisseur aux bornes du moteur:.....	186
7.2.4	Filtre LC avec transformateur d'isolation.....	186
7.3	Proposition d'un nouveau compensateur (passif) de surtension.....	187
7.3.1	Approche proposée	187
7.3.2	Quelques variantes proposées	188
7.4	Résultats de simulation	192
7.5	Résultats expérimentaux	199
7.6	Conclusion	204
 CHAPITRE 8 UNE DEUXIÈME INVENTION: COMPENSATEUR ACTIF DES SURTENSIONS (BRÈVE PRÉSENTATION).....		
8.1	Approche proposée	206
8.2	Résultats expérimentaux	209
CONCLUSION.....		212

RECOMMANDATIONS	215
ANNEXE I BANC D’ESSAI	216
ANNEXE II DÉSIGNATIONS RELATIVES AU SYSTÈME ASD-MOTOR EXPÉRIMENTÉ.....	217
ANNEXE III SPÉCIFICATIONS DU CÂBLE UTILISÉ.....	218
ANNEXE IV DIODES UTILISÉES POUR LE COMPENSATEUR PASSIF PROPOSÉ.....	221
ANNEXE V DIODES TYPE CREE RECOMMANDÉES POUR LE COMPENSATEUR PROPOSÉ.....	223
ANNEXE VI APPERÇU SUR LE SCHÉMA DE SIMULATION RELATIF À LA COMPARAISON ENTRE LES MODÈLES DÉVELOPPÉS ET LES MODÈLES À PARAMÈTRES DISTRIBUÉS	227
ANNEXE VII APPERÇU SUR LES OUTILS DE SIMULATION DÉVELOPPÉS (A) ..	228
ANNEXE VIII APPERÇU SUR LES OUTILS DE SIMULATION DÉVELOPPÉS (B)...	229
ANNEXE IX APPERÇU SUR LE SCHÉMA DE SIMULATION DU COMPENSATEUR PROPOSÉ.....	230
ANNEXE X PROGRAMME DE LA COMMANDE VECTORIELLE (RÉALISÉ SUR MATLAB).....	231
ANNEXE XI COMPENSATEUR PASSIF PROPOSÉ – VUE SUR LE PROTOTYPE RÉALISÉ -	237
ANNEXE XII AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (A)	238
ANNEXE XIII AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (B)	239
ANNEXE XIV AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (C): COMPENSATEUR ACTIF PROPOSÉ – VUE SUR LE PROTOTYPE RÉALISÉ -	240
ANNEXE XV INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL UTILISÉ	242
ANNEXE XVI BILAN DOCTORAL.....	244
ANNEXE XVII PRIX DU MEILLEUR ARTICLE À LA CONFÉRENCE CANADIENNE IEEE CCECE 2008 (COMMUNIQUÉ DE L’ÉTS DU 13 MARS 2008)...	245
BIBLIOGRAPHIE.....	246

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Temps de montée vs. type du semi-conducteur (Tension continue $E = 500 \text{ V}$).....	22
Tableau 5.1 Réponse à un échelon de tension par le diagramme de Bewley $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$; Calcul de tensions incidentes et réfléchies.....	112
Tableau 5.2 Réponse à un échelon par le digramme de Bewley; $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$; Tension aux extrémités du câble ($x = \ell$)	113
Tableau 5.3 Réponse à un échelon par le digramme de Bewley $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$; Tension au milieu du câble ($x = \ell / 2$).....	113
Tableau 5.4 Réponse à un échelon par le digramme de Bewley $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$; Tension à la sortie de l'onduleur ($x = 0$).....	113
Tableau 7. 1 Longueur critique du câble vs. temps de montée Câble Belden VFD TC 29501; $Z_S = 0.1 Z_C$; $Z_R = 9 Z_C$	178
Tableau 7. 2 Temps de montée critique vs. longueur de câble Câble Belden VFD TC 29501; $Z_S = 0.1 Z_C$; $Z_R = 100 Z_C$	179
Tableau 7. 3 Longueur critique de câble et tension crête vs. le type d'IGBT (Câble de marque Belden, type VFD TC 29501; $Z_S = 0.05 Z_C$; $Z_R = 100 Z_C$)..	182
Tableau 7. 4 Longueur de sécurité vs. le type d'IGBT (Câble de marque Belden, type VFD TC 29501; $Z_S = 0.05 Z_C$; $Z_R = 100 Z_C$).....	183

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1	Synoptique des blocs de commande.9
Figure 1.2	Structure d'un câble de puissance.16
Figure 1.3	Câbles de commande: (a) câbles coaxiaux (b) câble multiconducteur de commande.17
Figure 1.4	Classification simplifiée des machines électriques.18
Figure 1.5	Convertisseur indirect typique.21
Figure 1.6	Interrupteurs bidirectionnels typiques.22
Figure 1.7	Entraînement d'un moteur à réluctance variable.23
Figure 1.8	Bras d'un onduleur NPC24
Figure 1.9	Bras d'un onduleur à cellules imbriquées24
Figure 1.10	Bras d'un onduleur en cascade à 5 niveaux.25
Figure 1.11	Tension de sortie avec la commande MLI linéaire.26
Figure 1.12	Principe de la commande MLI linéaire.27
Figure 1.13	Principe de la MLI sinusoïdale.27
Figure 1.14	Tension de sortie avec la MLI sinusoïdale.28
Figure 1.15	Représentation des vecteurs d'états sur le plan de Clark.30
Figure 2.1	Principales émissions conduites et rayonnées dans un SEVV37
Figure 2.2	Illustration de la diaphonie capacitive.39
Figure 2.3	Représentation de couplage capacitif entre deux circuits.40
Figure 2.4	Représentation de couplage inductif entre deux circuits.40
Figure 2.5	Couplage capacitif et chemin du courant dans les roulements.46
Figure 2.6	Modèle du couplage au niveau du moteur.51
Figure 2.7	Transformateur de MC53
Figure 3. 1	Système d'entraînement: Commutation de l'état '110' à l'état '100'.59
Figure 3. 2	Circuit monophasé équivalent61
Figure 3. 3	Circuit équivalent de Thévenin.65
Figure 3. 4	Diagramme de Bewley67
Figure 3. 5	Forme idéalisée d'une impulsion de tension à la sortie de l'onduleur70

Figure 3. 6	Schéma équivalent du SEVV.....	74
Figure 3. 7	Illustration du comportement du système à l'instant $t = 0$	74
Figure 3. 8	Diagramme de Bewley pour une réflexion.	75
Figure 4. 1	Schéma équivalent au point x en fonction de la tension incidente.	82
Figure 4. 2	Schéma équivalent au point x en fonction de la tension réfléchie.	83
Figure 4. 3	Schéma équivalent au point x en fonction du courant incident.	84
Figure 4. 4	Schéma équivalent au point x en fonction du courant réfléchi.	85
Figure 4. 5	Schéma équivalent aux bornes du moteur.	88
Figure 4. 6	Schéma équivalent aux bornes de l'onduleur.	91
Figure 5.1	Schéma synoptique relatif aux surtensions aux bornes de l'onduleur.	104
Figure 5.2	Schéma synoptique du modèle relatif aux courants en MD.	105
Figure 5.3	Schéma synoptique du modèle relatif au courant global.	106
Figure 5.4	Schéma synoptique du modèle relatif la tension incidente.	108
Figure 5.5	Schéma synoptique du modèle global.	109
Figure 5.6	Schéma équivalent pour la réponse à un échelon.	110
Figure 5.7	Comportement à l'instant $t = 0$	111
Figure 5.8	Diagramme de Bewley pour une réponse à un échelon.	113
Figure 5.9	Comportement du SEVV à $t = \infty$	114
Figure 5.10	Réponse à un échelon utilisant le modèle développé.....	115
Figure 5. 11	Principe de simulation pour comparer le modèle développé et le modèle 'réel' à paramètres distribués.	116
Figure 5.12	Comparaison avec le modèle distribué du câble.....	117
Figure 5.13	Comparaison avec les modèles du SPS.	119
Figure 5. 14	Comparaison avec les modèles du SPS (Exemple 1).....	120
Figure 5. 15	Comparaison avec les modèles du SPS (Exemple 2).....	120
Figure 5.16	Simulation des premiers termes de l'onde de tension réfléchie.....	122
Figure 5.17	Simulation des premiers termes de l'onde de tension incidente au niveau de l'onduleur.	122
Figure 5.18	Tension au milieu ($x = \ell/2$) du câble, 200 pi.	123
Figure 5.19	Courant parasite en MD au milieu ($x = \ell/2$) du câble, 200 pi.	123
Figure 5.20	Tension aux bornes du moteur ($x = \ell$), câble de 200 pi.....	124
Figure 5. 21	Courant absorbé par le moteur ($x = \ell$), câble de 200 pi.....	124

Figure 5.22	Première représentation.	127
Figure 5. 23	Deuxième représentation.	127
Figure 5.24	Algorithme proposé.	130
Figure 5.25	Outil de simulation proposé.	131
Figure 6.0	Circuit de puissance.	135
Figure 6. 1	Photo du convertisseur.	138
Figure 6. 2	Photo du moteur asynchrone couplé à une machine DC.	138
Figure 6. 3	Photo du câble.	139
Figure 6. 4	Mesure du temps de montée des impulsions.	140
Figure 6. 5	Photo de l'analyseur d'impédance utilisé.	142
Figure 6. 6	Représentation du câble utilisé.	142
Figure 6. 7	Représentation du câble utilisé.	143
Figure 6. 8	Résultats de mesure de R et LAA.	144
Figure 6. 9	Résultats de mesure des capacités.	144
Figure 6. 10	Tension entre phases à l'extrémité du câble de 200 pi, (a) à vide, (b) le câble connecté au moteur.	146
Figure 6. 11	Tension entre phases à l'extrémité du câble de 200 pi, (a) à vide, (b) le câble connecté au moteur.	146
Figure 6. 12	Vérification de l'impédance caractéristique du câble.	147
Figure 6. 13	Vérification de l'impédance caractéristique du câble.	147
Figure 6. 14	Relevé simultané de la tension aux bornes du moteur et à la sortie de l'onduleur. .	148
Figure 6. 15	Tension aux bornes du moteur v_{RS} (Canal 1),.....	149
Figure 6. 16	Tension entre phases aux bornes du moteur; câble de 50 pi de long;.....	150
Figure 6. 17	Tension entre phases aux bornes du moteur; câble de 200 pi de long;.....	150
Figure 6. 18	Tension entre phases aux bornes du moteur v_R (canal 1); courant total i_R (côté moteur, 10A/div, canal 2); courant total i_S (côté onduleur, 10A/div, canal3), longueur de câble 200 pi.	152
Figure 6. 19	Tension entre phases aux bornes du moteur v_R (canal 1); courant total i_S (côté onduleur, 10A/div, canal4)), longueur de câble 200 pi.....	152
Figure 6. 20	Tension entre phases aux bornes du moteur v_R (canal 1); courant total i_S (côté onduleur, canal 4)), longueur de câble 200 pi	153
Figure 6. 21	Courant parasite en MD \hat{i}_S , longueur de câble 200 pi.....	153
Figure 6. 22	Montage pour relever les courants en MD et en MC.....	154

Figure 6. 23	Tension aux bornes du moteur v_R (canal 1), Courant à la sortie de l'onduleur i_S (canal 4 : 2A/div), courant du neutre i_N du côté du moteur (canal 3),	155
Figure 6. 24	Tension aux bornes du moteur v_R (canal 1), Courant à la sortie de l'onduleur i_S (canal 4 : 2A/div), courant du neutre i_N du côté du moteur (canal 3),	156
Figure 6. 25	Relevé de tension en mode différentiel.....	157
Figure 6. 26	Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel. Cas d'absence de surtension singulière.	157
Figure 6. 27	Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel, câble de 200 pi.	158
Figure 6. 28	Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel,	158
Figure 6. 29	Deux impulsions successives à la sortie de l'onduleur	162
Figure 6. 30	Impulsion courte à la suite de deux transitions successives.	165
Figure 6. 31	Décomposition d'une impulsion courte en deux impulsions longues.	166
Figure 6. 32	Surtension singulière aux bornes du moteur (3.19 p.u), câble de 200 pi. - Résultat de simulation-.....	167
Figure 6. 33	Montée bipolaire de tension à la suite d'une double transition.	168
Figure 6. 34	Décomposition d'une montée bipolaire en deux impulsions longues.	168
Figure 6. 35	Surtension due à une montée bipolaire d'impulsion.....	169
Figure 6. 36	Empiètement entre les phases A et B.....	170
Figure 6. 37	Décomposition d'une double transition en deux impulsions simultanées.	171
Figure 7. 1	Synoptique du modèle qui tient compte du temps de montée et de descente.	175
Figure 7.2	Synoptique du modèle qui tient compte du temps de montée et de descente.	176
Figure 7.3	Synoptique du modèle qui tient compte du temps de montée et de descente.	176
Figure 7.4	Pic de tension vs. la longueur du câble	178
Figure 7.5	Pic de tension vs. le temps de montée	179
Figure 7.6	Simulation de dv/dt aux bornes du moteur	180
Figure 7.7	dv/dt maximal vs. le temps de montée.....	181
Figure 7.8	Tension crête-à-crête à considérer.	183
Figure 7.9	Réactance série.	184
Figure 7.10	Filtre passe-bas RLC.....	185
Figure 7.11	Circuit amortisseur RC aux bornes du moteur.....	186
Figure 7.12	Principe du compensateur simple voie proposé.....	188
Figure 7.13	Principe du compensateur simple voie inverse.....	190
Figure 7. 14	Principe du compensateur double à deux circuits RC.	190

Figure 7.15	Principe du compensateur double à un seul circuit RC (1ère topologie).....	191
Figure 7.16	Principe du compensateur double à un circuit RC (2ème topologie).	192
Figure 7.17	Tension entre phase sans et avec protection.	194
Figure 7.18	Tension entre phase et courants de phase (sans protection).	195
Figure 7.19	Tension entre phase et courants de phase en aval du compensateur.....	195
Figure 7.20	Tension entre phase et courants absorbés par le moteur sous protection.	196
Figure 7.21	Tension aux bornes du moteur et courant dans le condensateur.....	196
Figure 7.22	Tension et courant relatifs à la diode D1.	197
Figure 7.23	Tension et courant dans la résistance R2.	198
Figure 7.24	Puissance active et réactive instantanées à la fréquence fondamentale.	198
Figure 7. 25	Tension entre phase aux bornes du moteur v_{RS} et courant de ligne i_R (avec compensateur).	201
Figure 7.26	Tension et courant relatifs au condensateur.....	202
Figure 7.27	Tension et courant relatifs à la résistance R_2 , v_{R2} , i_{R2} (2.5A/div).	203
Figure 7.28	Tension entre phase v_{RS} et courant dans le condensateur i_C	204
Figure 8. 1	Schéma de principe	207
Figure 8. 2	Diagramme de Bewley	209
Figure 8. 3	Tension aux bornes de la charge avec protection	209
Figure 8. 4	Commande pleine onde , câble de 40 pi : (a)Tension à la sortie de l'onduleur, (b) Tension aux bornes du moteur sans compensateur	210
Figure 8. 5	Commande pleine onde, câble de 40 pi: (a) Tension à la sortie de l'onduleur, (b) La commande des IGBT auxiliaires et tension aux bornes du moteur.....	210
Figure 8. 6	Tension aux bornes du moteur, câble de 200 pi: (a) sans protection, (b) avec protection	211

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

B	Induction magnétique, T
BJT	Transistor bipolaire
C	Capacité linéique équivalente vue entre-phases, F
CALC	Circuit d'aide à la conception
Cc	courant continu
Ca	courant alternatif
C ₁₂	Capacité de fuite entre les circuits 1 et 2, F
C ₂₀	Capacité de fuite entre la paire du câble 2, F
C _{1p}	Capacité parasite du circuit 1, F
C _{2p}	Capacité parasite du circuit 2, F
C _n	Capacité linéique du tronçon n, F/m
C _p	Capacité parasite entre les deux circuits, F
CC	Circuit de commande
C _{cc}	Capacité entre n'importe quelles deux phases actives, F
C _{cg}	Capacité entre n'importe quelle phase active et le blindage, F
CP	Circuit de puissance
CR	Commande rapprochée
CSPE	Chlorosulfonated polyethylene (le polyéthylène chlorosulfoné)
DPL	'Distributed Parameters Line'; modèle à paramètres distribués
DSP	'Digital Signal Processor'
e	Tension induite, V
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur, V

\vec{E}	Vecteur champ électrique
E	Champ électrique, V/m
EMTP	‘Electromagnetic Transient Program’
EPR	Le caoutchouc Éthylène-Propylène
EEPROM	“Electrically Erasable Programmable Read Only Memory”
$e_s(t)$	Tension à la sortie de l’onduleur en charge
f	Fréquence d’oscillation, Hz
G	Conductance du câble par unité de longueur, (S/pi)
G_n	Conductance linéique du tronçon n, S/m
\vec{H}	Vecteur champ magnétique, A/m
H	Champ magnétique, A/m
HF	Haute fréquence, Hz
$i_R(t)$	Courant de ligne absorbé par le moteur, A
$i_s(t)$	Courant à la sortie de l’onduleur, A
$\hat{i}_R(t)$	Courant parasite en MD absorbé par le moteur, A
$\hat{i}_s(t)$	Courant parasite en MD à la sortie de l’onduleur
$i(x, t)$	Courant au point x du câble, à l’instant t, A
$\hat{i}(x, t)$	Courant parasite en MD au point x du câble, à l’instant t, A
$I(x,s)$	Transformée de Laplace de $i(x,t)$
$\hat{I}(x,s)$	Transformée de Laplace de $\hat{i}(x,t)$
$\hat{I}^+(t)$	Courant incident parasite en MD, A
$\hat{I}^-(t)$	Courant réfléchi parasite en MD, A
$\hat{I}^+(x,t)$	Courant incident parasite en MD, au point x du câble, A

$\hat{I}(x,t)$	Courant réfléchi parasite en MD, au point x du câble, A
I_k^+	Courants incidente au niveau du moteur aux instants $k\tau$ ($k = 1,3,5,\dots$), A
I_k^-	Courants réfléchi au niveau du moteur aux instants $k\tau$ ($k = 1,3,5,\dots$), A
IEM	Interférences électromagnétiques
IGBT	" Insulated Gate Bipolar Transistor", transistor bipolaire à grille isolée
$i_{sh}(t)$	valeur historique du courant à la sortie de l'onduleur
$i_{rh}(t)$	valeur historique du courant de ligne à l'entrée du moteur
Ka_1	Interrupteur auxiliaire relatif à la phase 1
Ka_2	Interrupteur auxiliaire relatif à la phase 2
Ka_3	Interrupteur auxiliaire relatif à la phase 3
K_R	Coefficients de réflexion complexes aux bornes du moteur
K_S	Coefficient de réflexion complexes à la sortie de l'onduleur
ℓ	Longueur du câble, pi
ℓ_c	Longueur critique du câble, pi
L	Inductance linéique équivalente incluant l'inductance mutuelle, H
$L_{AA},$	Inductance propre de la phase A
L_{BB}	Inductance propre de la phase B
L_{CC}	Inductance propre de la phase C
LDPE	Low density Polyethylene (Le polyéthylène basse densité)
L_i	Inductance du circuit i , H
L_n	Inductance linéique du tronçon n , H/m
L_T	Inductance totale du câble, H
C_T	Capacité totale du câble, F

M	Inductance mutuelle, H
MALT	Mise à la terre
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion
MC	Couplage MC: Couplage en mode commun
MD	Couplage MD: Couplage en mode différentiel
M_{Ag}	Inductances mutuelles entre les phases actives A et la terre
M_{Bg}	Inductances mutuelles entre les phases actives B et la terre
M_{Cg}	Inductances mutuelles entre les phases actives C et la terre
PROM	“Programmable Read Only Memory”
PSB	‘Power System System Blockset’
PE	Polyéthylène
PE	Polyéthylène réticulé
PRC	Polyéthylène réticulé chimiquement
PVC	Polyéthylène de vinyle
PWM	Pulse width modulation
q_i	variable binaire q_i ($i = 1, 2, 3$)
R	Résistance du câble par unité de longueur, Ω/pi
R_{C1}	Résistance de charge du circuit 1
R_{C2}	Résistance de charge du circuit 2
R_n	Résistance linéique du tronçon n, Ω/m
ROM	“Read Only Memory”
RSIL	Réseau stabilisateur d'impédance de ligne
S	Surface de la boucle, m^2

S_{ij}	Surface séparant les volumes V_i et V_j , m^2
SPS	'SymPowerSystems'
SEVV	Système d'entraînement à vitesse variable
T	Période d'oscillation, s
TC	Transformateur de courant
t_r	Temps de montée, s
t_d	Temps de descente, s
TT	Transformateur de tension
TR-XLPE	Tree-retardant cross-linked polyethylene (Polyéthylène réticulée avec retardateur d'arborescence)
v	Tension instantanée, V
VCO	'Voltage Controlled Oscillator' ou Oscillateur contrôlé en fréquence
V_{cr}	Valeur critique de la tension relative à la classe d'isolation du moteur, V
V_{dc}	Tension du lien à courant continu, V
V_i	Volume i , m^3 ou tension i , V
$v_R(t)$	Tension entre phases aux bornes du moteur, V
v_{RS}	Tension entre les phases R et S aux bornes du moteur, V
v_{RS}^+	Valeur future de la tension entre les phases R et S aux bornes du moteur, V
$v(x, t)$	tension au point x du câble, à l'instant t , V
$V(x, s)$	Transformée de Laplace de $v(x, t)$
$v_S(t)$	Tension entre phases à la sortie de l'onduleur, V
$V^+(s)$	Transformée de Laplace de l'onde incidente $V^+(t)$
$V(s)$	Transformée de Laplace de l'onde réfléchie $V(t)$

V_k^+	Tensions incidentes au niveau du moteur aux instants $k\tau$ ($k = 1,3,5,\dots$), V
V_k^-	Tensions réfléchies au niveau du moteur aux instants $k\tau$ ($k = 1,3,5,\dots$), V
$v_k(\ell, t)$	Terme de la somme infinie représentant la tension $v(\ell, t)$, V
Z_C	impédance caractéristique du câble, Ω
$Z(s)$	Impédance, Ω
Z_i	Impédance du circuit i ($i = 1, 2$), Ω
Z_{chi}	Impédance de charge du circuit i ($i = 1, 2$), Ω
Z_{chi}	Impédance de charge du circuit i ($i = 1, 2$), Ω
Z_S	Impédance de l'onduleur vue entre deux phases, Ω
Z_R	Impédance du moteur vue entre phases à un point de fonctionnement, Ω
Z_t	Impédance de transition, Ω
Δt	Pas de calcul
γ	racine carré de $Z(s)$ $Y(s)$
τ	Temps de propagation, s
v	vitesse de propagation, m/s ou pi/s
ω	Pulsation du courant i , rd/s

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUES

Courant électrique

A Ampère

Tension électrique

V Volt

Capacité électrique

F Farad

Conductance électrique

S Siemens

Inductance électrique

H Henry

Résistance électrique

Ω Ohm

Puissance

W Watt

UNITÉS GÉOMÉTRIQUES

Longueur

m mètre

pi pied

UNITÉS CINÉTIQUES

Vitesse de propagation

m/s mètre par seconde

pi/s pied par seconde

UNITÉS DE TEMPS

s seconde

ns nanoseconde

μ s microseconde

UNITÉS MAGNÉTIQUES

Flux magnétique

W Weber

Intensité de champs magnétique

A/m

Induction magnétique

T Tesla

INTRODUCTION

Une multitude de procédés industriels met en œuvre des systèmes d'entraînement à vitesse réglable, qui sont constitués principalement d'un onduleur de tension à commande par modulation de la largeur d'impulsion (PWM), utilisant des transistors de puissance à grille isolée (IGBT). Ces systèmes à commutation rapides offrent de nombreux avantages, y compris un contrôle précis de la vitesse du moteur, un rendement élevé et le maintien du couple du moteur à très basse vitesse. Toutefois, dans de nombreuses applications, ces systèmes nécessitent des câbles longs reliant le moteur à l'onduleur imposant au moteur et au câble des surtensions de haute fréquence dues à la réflexion d'onde. Ces surtensions dépendent de la longueur du câble d'alimentation ainsi que du gradient de tension dv/dt généré lors de la commutation rapide des IGBT. En plus de la tension d'oscillation et des problèmes d'échauffement localisé (point chaud), elles peuvent provoquer la destruction de l'isolation du moteur, en particulier dans les premiers tours. Elles favorisent davantage le problème relatif à la circulation des courants dans le pallier du moteur, pour causer une détérioration prématurée des roulements. Elles peuvent également provoquer des décharges partielles dans le câble, réduisant ainsi sa durée de vie (Saunders, 1996). En outre, les ondes réfléchies donnent naissance à des courants parasites en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD). Ces courants parasites ont pour effet d'aggraver le problème des interférences électromagnétiques aussi bien conduites que rayonnées.

Historiquement, les ondes mobiles ont été étudiées à l'aide du diagramme de Bewley, également connu sous le nom de diagramme de Lattice (Sander, 1986). Étant donné que cette méthode classique était mal adaptée à des analyses par ordinateurs, d'autres méthodes ont commencé à apparaître dans la littérature. Dans ces méthodes, les équations différentielles des éléments L et C de la ligne de transmission ont été transformées en équations algébriques en utilisant la méthode d'intégration trapézoïdale (Dommel, 1974). Mais ces méthodes semblaient être mal adaptées pour représenter une ligne à paramètres distribués. Le logiciel EMTP «Electromagnetic Transient Program» a longtemps été la méthode la mieux adaptée pour l'analyse numérique. En effet, il n'utilise pas de coefficients de réflexion, mais il utilise un

modèle de la ligne (Matlab™ The Mathworks, Inc). Mais, dans cette dernière méthode, une solution exacte exige que le pas de calcul Δt soit un multiple entier du temps de propagation τ ; ($\tau = k\Delta$, k entier). En outre, il est difficile d'utiliser cette méthode pour déterminer la tension transitoire en tout point x le long du câble.

Le logiciel SimPowerSystems (SPS) de Matlab dispose de deux types de modèles de câble. Dans le premier type, SPS utilise la même approche que la technique d'EMTP. Dans le second, le câble est représenté par plusieurs sections équivalentes de type π . En utilisant ce deuxième modèle, les fréquences propres du câble augmentent avec le nombre de sections de type π . Or, plus on ajoute des sections, plus le pas de calcul doit être très faible pour obtenir des résultats précis. Ceci implique des problèmes de convergence, ainsi que des temps de simulations beaucoup plus longs.

Au cours de la dernière décennie, l'application de la théorie de la propagation d'onde dans des systèmes d'entraînement a été entamée par plusieurs chercheurs. L'analyse qualitative relative au phénomène de surtension dû à la longueur du câble a fait l'objet de certains articles (Persson, 1992; Jouanne, 1995; Kekman, 1997). Ces analyses montrent que, de manière générale, la tension crête peut atteindre, et parfois dépasser le double de la tension continue à l'entrée de l'onduleur (soit 2 p.u; la tension du lien à courant continu étant la base). Plusieurs auteurs ont étudié l'impact de ce phénomène sur le moteur et/ou le câble (Daugherty, 1991; Melhorn, 1995; Saunders, 1996; Skibinski, 1997; Erdman, 1996). D'autres ont proposé certaines techniques de mitigation, dédiées spécialement à la conception des filtres de sortie capable d'égaliser l'impédance caractéristique du câble (Jouanne, 1996; Ogasawara, 2000; Akagi, 2006). D'autres auteurs se sont concentrés sur la modélisation du moteur à haute fréquence et ont recouru à des méthodes connues de propagation d'onde pour analyser les surtensions aux bornes du moteur (Sander, 1986, Skibinski, 1998; Naik, 2001; Moreira, 2002).

Récemment, deux approches ont été rapportées dans la littérature. Oriti (2002) a utilisé l'équation connue de Telegrapher (Sander, 1986) pour une excitation sinusoïdale en régime permanent, afin d'analyser la réponse en fréquence du câble. La tension à la sortie de

l'onduleur est décomposée en plusieurs formes d'ondes sinusoïdales en utilisant la transformation rapide de Fourier (Fast Fourier Transform : FFT). La réponse de l'ensemble câble-moteur constitue la somme de ses réponses à chaque harmonique sinusoïdale de la tension PWM générée par l'onduleur. Skibinski (2006) a proposé une méthodologie pour la mesure des caractéristiques du câble à haute fréquence en utilisant l'analyse de Maxwell par éléments finis 2D (AEF). Cette méthodologie est privilégiée par rapport à la mesure au moyen d'un LCR mètre dans le but i) de tenir compte des différentes configurations géométriques des câbles de puissance (pour avoir des résultats plus précis) et ii) d'éliminer les tests de câbles à la fois compliqués et coûteux. Toutefois, en utilisant la méthodologie AEF, les paramètres mesurés du câble ont été appliqués à divers types de modèles connus de câble (y compris le modèle de ligne de type π . à l'aide de 5 à 20 branches LC avec insertion de la résistance) pour analyser les courants en MC et les surtensions en MD dans les systèmes d'entraînement.

Cette thèse apporte des contributions aussi bien théoriques que pratiques à ce problème de réflexion d'onde, dans le but principal de résoudre le problème des surtensions HF dans les SEVV. Elle offre d'abord de nouvelles techniques de modélisation des surtensions HF. Elle offre également de nouvelles expressions mathématiques et des modélisations séparées aux ondes (de tension et de courant) incidentes et réfléchies. De plus, Elle identifie, exprime et modélise les courants parasites en mode différentiel qui sont associés aux surtensions HF et auxquels on ne porte souvent aucune attention. Ces contributions ont été suivies d'une part, par des validations expérimentales sur un prototype industriel de 5kVA. D'autre part, elles ont été suivies par des investigations expérimentales et par une étude théorique qui montrent l'impact de la MLI et de la régulation sur les surtensions singulières qui dépassent le double de la tension continue. Enfin, la thèse offre des solutions au problème: On y trouve des outils de simulation pour résoudre le problème à la source, lors de la conception ou lors de l'installation. On y trouve surtout deux inventions à impact industriel dont le but est d'éliminer les surtensions aux bornes du moteur, lors de l'exploitation, et ce quelque soit la longueur du câble de liaison. Une de ces deux inventions, détaillée vers la fin de cette thèse, présente une alternative avantageuse par rapport aux solutions de mitigation existantes.

Le chapitre 1 présente d'abord un descriptif physique général d'un SEVV. Ce descriptif constitue une synthèse des connaissances des entraînements électriques. Il présente également une synthèse sur les techniques de la MLI qui, aussi bien que le descriptif proposé, sont jugés favorables à la compréhension des divers aspects reliés à la problématique de cette recherche.

Le chapitre 2 présente la problématique relative au traitement des perturbations électromagnétiques, sous ses différentes formes. Il présente ensuite le problème des surtensions haute fréquence (HF). Il identifie ses impacts sur le système d'isolation du moteur, sur le système mécanique, sur le câble de liaison et sa contribution aux IEM. Il présente également les moyens de mitigation en vigueur qui leurs sont associés. Le chapitre présente enfin l'avancement de la recherche sur chacun des problèmes reliés directement ou indirectement au sujet de cette recherche.

Le chapitre 3 présente une contribution mathématique à l'étude des surtensions causées par des câbles longs reliant l'onduleur et le moteur. Cette contribution réside dans une nouvelle méthode de calcul direct et rapide des surtensions dues aux ondes mobiles dans les systèmes d'entraînement industriels. Cette méthode ne nécessite pas de représenter toutes les composantes du système car elle utilise une formule mathématique qui est bien adaptée à des solutions informatiques. Elle a également facilité le calcul de certains paramètres qui ont longtemps suscité l'intérêt des chercheurs, à savoir: le niveau maximal des pics de tension, la fréquence des oscillations et la longueur critique du câble.

Le chapitre 4 présente d'autres contributions mathématiques, dédiées à l'analyse des ondes incidentes et réfléchies et aux courants parasites en mode différentiel. Ces contributions consistent à de nouvelles méthodes schématiques qui ont, d'abord, facilité la compréhension du comportement de la liaison. Ces méthodes ont permis le développement de nouvelles formules mathématiques pour exprimer les ondes (de courant et tension) incidentes et réfléchies ainsi que le courant parasite en mode différentiel (MD).

Le chapitre 5 présente des contributions aux modèles de simulation des surtensions et des courants parasites en MD. Deux alternatives sont proposées: La première découle des développements théoriques du chapitre 4. Elle permet de simuler simultanément ou séparément: la tension, le courant parasite en MD, le courant global, les ondes de tension et celles du courant, et ce en tout point le long du câble. La deuxième alternative est un modèle basé sur un développement mathématique d'équations dites de retards. Cette méthode se distingue par rapport à la précédente par le fait qu'elle n'utilise pas les coefficients de réflexion; par contre, elle utilise les retards causés par le temps de propagation.

Le chapitre 6 présente des validations expérimentales des modèles développés qui ont été réalisées sur un système d'entraînement industriel de puissance 5 kVA. L'approche adoptée pour mesurer les paramètres du système y est présentée en détail. En suite, les résultats de simulations y sont comparés aux résultats expérimentaux pour différentes longueurs de câble. Le chapitre présente également une investigation expérimentale sur les surtensions dépassant 2 p.u (le double de la tension du lien cc). Il étudie également l'impact de la MLI et de la régulation sur le niveau des surtensions.

Le chapitre 7 présente des contributions qui apportent des solutions au problème. Il comporte des recommandations élaborées pour protéger à la fois le moteur et son câble d'alimentation des surtensions, tenant compte de leurs classes d'isolation. Le chapitre comporte également la conception et réalisation d'un système de protection efficace, à faible perte et qui peut être utilisé pour n'importe quelle distance séparant le moteur de l'onduleur. Ceci constitue une véritable innovation industrielle; c'est la raison pour laquelle une demande de brevetabilité a déjà été soumise pour une exploitation commerciale.

En plus du brevet en attente, les contributions de cette thèse ont globalement fait objet de Trois articles de journaux et de 13 articles de conférences internationales, cités en référence. Par ailleurs, un des articles a été primé meilleur article de la conférence IEEE CECCE 2008.

CHAPITRE 1

DESCRIPTION D'UN SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE

Un système d'entraînement électrique à vitesse variable (SEVV) est composé d'un convertisseur statique, d'une commande électronique, d'un moteur électrique et des câbles de liaison. On distingue le système à courant continu et celui à courant alternatif. Pour chacun de ces deux types, différentes topologies existent dépendamment du type de la charge, de la nature de la source d'alimentation ainsi que des puissances en jeu et des performances à atteindre.

Ce chapitre présente d'abord un descriptif physique général d'un SEVV. Ce descriptif constitue une synthèse des connaissances des entraînements électriques. Cette synthèse porte sur les constituants du système et non sur leurs principes de fonctionnement ; ces derniers étant supposés globalement connus.

Ce chapitre présente également une synthèse sur les techniques de la MLI qui, aussi bien que le descriptif proposé, sont jugés favorables à la compréhension des divers aspects reliés à la problématique de cette recherche.

1.1 Le convertisseur

Selon la puissance, la partie strictement électronique du convertisseur se présente sous forme d'un ou de plusieurs blocs destinés à être fixés sur des barreaux ou posés sur un support. Le bloc principal contient les semi-conducteurs de puissance et leur environnement immédiat, constitué de circuit d'aide à la commutation, d'éléments de protection, d'éléments d'isolation, de système de refroidissement, ainsi que le câblage interne et les moyens de connexion.

Pour les petites puissances, ce bloc peut aussi comprendre, sous forme d'un ou de quelques circuits imprimés, l'ensemble de l'électronique de commande. En cas de ventilation forcée, le bloc convertisseur comporte en général le ou les ventilateurs nécessaires à cette fonction et/ou les moyens de raccordement.

Le convertisseur requiert une source d'alimentation ainsi qu'un ou plusieurs circuits de commande électronique qui lui assurent plusieurs fonctions, à savoir:

- L'émission des signaux de commande proprement dite (commande logique de processus)
- l'interfaçage (isolation et mise en forme des signaux de commande) entre la commande logique et les semi-conducteurs de puissance
- l'autoprotection contre les risques de sous-tension ou de creux de tension d'alimentation
- La protection du circuit de puissance contre les surtensions et les surintensités
- L'acquisition des données et éventuellement leurs diagnostics.

Pour être fonctionnels, les blocs du convertisseur sont associés à des éléments d'électrotechnique plus conventionnels. On peut en citer les transformateurs, les selfs, les condensateurs et quelques autres appareillages électriques: sectionneur, fusibles, disjoncteurs, contacteurs, ...etc. Ces blocs sont aussi associés à du matériel annexe assurant la fonction d'alimentation des charges auxiliaires ainsi qu'à des circuits de surveillance et de protection.

Suivant son importance, l'ensemble de ce matériel peut être rassemblé dans un coffret, une armoire ou plusieurs armoires juxtaposées. Pour les grandes installations, les composants du convertisseur peuvent être simplement disposés côte-à-côte dans un même local.

1.2 Le câblage du convertisseur

Dans un système d'entraînement, la fréquence fondamentale de fonctionnement est élevée (quelques dizaines de kilohertz) et les fréquences harmoniques peuvent atteindre ou même dépasser le mégahertz. Ceci doit être pris en considération dans la conception du câblage. En effet, à valeur égale du courant efficace, les pertes dans les conducteurs augmentent avec la fréquence du fait de l'apparition de courants de Foucault et cela d'autant plus que leur section est importante (effet de peau pour un conducteur seul, effet de proximité pour plusieurs conducteurs parallèles). Notons que ce phénomène est pris en considération dans le choix et

le dimensionnement des câbles ou des barres, notamment lorsqu'on utilise les câbles à grand nombre de brins, à brins isolés et transposés (fil de Litz) et les barres minces.

Aux fréquences élevées, les valeurs des inductances et capacités de câblage pourront ne plus être négligeables et pourront perturber le fonctionnement du convertisseur, si on en tient pas compte convenablement lors de la conception. En effet, ces inductances et capacités parasites peuvent, à haute fréquence, induire des couplages indésirables entre différents circuits.

Par ailleurs, l'emploi des fréquences élevées conduit à des gradients du courant di/dt dans les composants et de la tension dv/dt à leurs bornes extrêmement élevées. Les inductances et capacités parasites L_p et C_p peuvent entraîner des surtensions $L_p di/dt$ ou des surintensités $C_p dv/dt$ conduisant à des oscillations haute fréquence amorties dans les formes d'onde des courants dans les semi-conducteurs et des tensions à leurs bornes. Ceci peut causer un problème de survie des semi-conducteurs et influencer le rendement du convertisseur. Pour cette raison, outre les moyens de câblage classiques, on utilise des 'bus bars' pour la connexion des semi-conducteurs à commutation rapides tels que les IGBT. Ceci a pour effet de minimiser considérablement les signaux parasites.

1.3 La commande électronique

La commande des convertisseurs a beaucoup évolué. Initialement basée sur l'emploi de composants discrets, puis de circuits intégrés pour la réalisation des fonctions logiques ou analogiques, elle a fait progressivement appel à des circuits de traitement numériques du signal, câblés, puis maintenant programmés. La figure 1.1 illustre les différents blocs de commande et d'interface qui précèdent les composants semi-conducteurs.

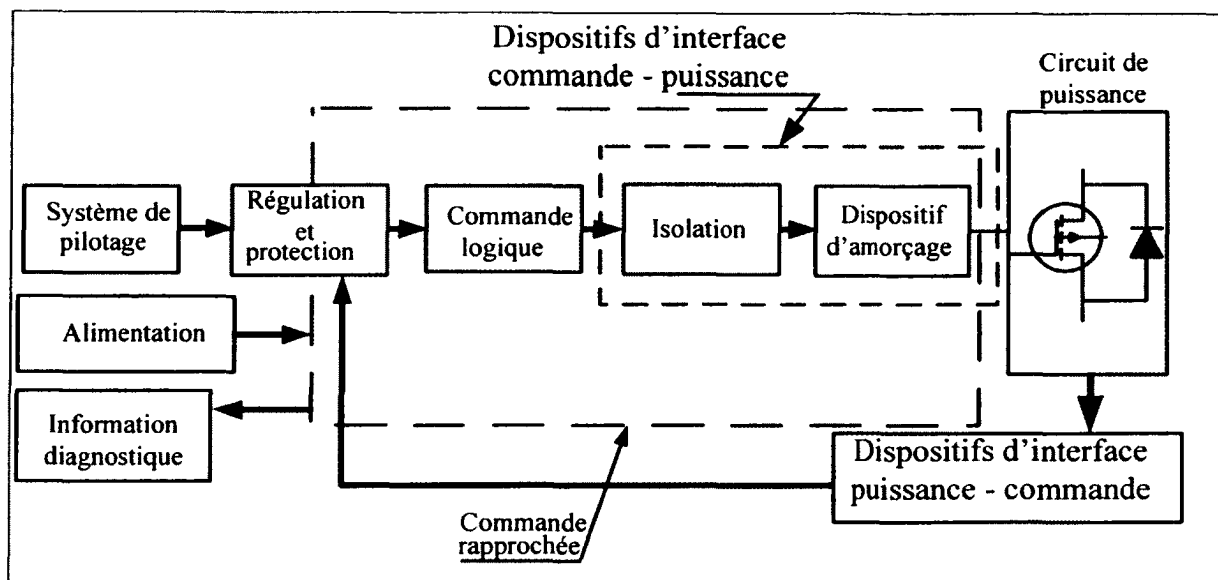


Figure 1.1 Synoptique des blocs de commande.

De nos jours, dans la plupart des cas, les commandes des systèmes d'entraînement utilisent des microprocesseurs, des microcontrôleurs et des processeurs rapides de signaux numériques DSP (Digital Signal Processor). Suivant le volume de la série à produire et le niveau d'adaptabilité nécessaire, les programmes exécutés peuvent être mémorisés sur différents types de mémoires à semi-conducteurs: ROM ("Read Only Memory"), PROM ("Programmable Read Only Memory") ou EEPROM ("Electrically Erasable Programmable Read Only Memory").

Les microprocesseurs utilisés assurent des tâches plus ou moins indépendantes en temps réel: Il peut s'agir aussi bien des tâches relatives à la commande que des tâches concernant les séquences de démarrage, de sauvegarde en cas d'anomalie, de changement de mode de fonctionnement ...etc. Les échanges d'information avec l'environnement s'effectuent par l'intermédiaire de circuits d'entrée-sortie analogiques assurant des fonctions de filtrage et d'adaptation de niveau. Une liaison avec un réseau informatique est parfois prévue lorsque l'équipement doit communiquer avec d'autres systèmes ou avec un poste de contrôle centralisé.

La technologie de réalisation de ces dispositifs de commande du convertisseur sont à base de circuits imprimés multicouches adaptés aux fréquences de fonctionnement des circuits intégrés numériques modernes. Ces circuits se présentent souvent sous forme de plusieurs cartes de formats standards montées en étages superposés et interconnectées par une carte-mère. La compacité est toujours accrue par l'utilisation de circuits de haut niveau d'intégration (VLSI: 'Very Large Scale Integration'), de composants montés en surface suivant ainsi l'évolution de l'électronique de traitement du signal.

1.4 Dispositifs d'interface puissance- commande

Les dispositifs d'interface puissance-commande assurent essentiellement trois fonctions: L'acquisition des données, l'adaptation de niveau et l'isolation électrique, autrement dit le changement de potentiel de référence. On distingue essentiellement deux types de dispositifs d'interface puissance-commande: Les capteurs de mesure de tension et les capteurs de courant. En effet, dans un système d'entraînement, les grandeurs mesurées sont essentiellement la tension et le courant, sachant que les autres grandeurs telles que la puissance, la vitesse ou le couple sont généralement dérivées de l'une ou l'autre de ces deux grandeurs.

1.4.1 Mesure de tension

Pour la mesure d'une tension alternative, le capteur le plus utilisé est le simple transformateur de tension (TT). Son utilisation suppose que la valeur moyenne de la tension mesurée est nulle. Si ce n'est pas le cas, tel que dans le cas de présence d'un courant de mode commun (MC), une composante continue de courant s'établit progressivement sur l'enroulement primaire ce qui peut provoquer la saturation du TT, donc une dégradation de ses performances par déformation de l'onde de sortie.

Pour la mesure de la tension continue, on utilise souvent la technique d'un diviseur de tension (diviseur résistif de tension), ce qui nécessite d'avoir un point du circuit de puissance à la masse. Les points milieu des diviseurs de tension sont raccordés aux entrées d'un

amplificateur différentiel. Les performances, en précision et en bande passante, qu'on peut obtenir de telle mesure dépendent de l'amplitude de la tension différentielle à mesurer et de la tension en mode commun (MC), ainsi que de la précision de l'équilibrage et de la compensation en fréquence des circuits résistifs.

On utilise aussi des amplificateurs de mesure, à isolement galvanique ou par optocoupleurs, pour la mesure de la tension continue. Ceux-ci présentent des performances correctes en précision et en bande passante vis-à-vis du signal d'entrée, mais leur taux de réjection en mode commun se dégrade rapidement quand la tension correspondante présente des fronts raides (Cocquerelle, 1999). Notons aussi que des dispositifs à modulateur-démodulateur avec isolation par transformateur sont également parfois utilisés, mais ils présentent l'inconvénient d'avoir une bande passante relativement faible.

Notons enfin, qu'une tension continue peut être captée par un convertisseur tension-fréquence (VCO) au potentiel du circuit de puissance, associé si nécessaire à un convertisseur fréquence tension au potentiel de l'électronique de commande; l'isolation étant faite par un transformateur ou par un couplage optique. Ce principe permet la transmission à distance des signaux de mesure.

1.4.2 Mesure de courant

Pour les courants alternatifs, la mesure se fait par un transformateur de courant (TC) qui présente les mêmes problèmes qu'on a indiqués ci-haut pour le transformateur de tension (TT).

Pour les courants à composante continue, on utilise le capteur à effet Hall à compensation. On peut également utiliser des dérivations (shunts) de mesure et des amplificateurs avec ou sans isolement galvanique. Dans ce dernier cas, l'isolement peut être réalisé, comme pour la mesure de tension, par:

- un dispositif à modulateur-démodulateur avec liaison par transformateur,
- une transmission analogique au moyen d'un amplificateur à isolement galvanique par optocoupleurs,
- ou une conversion tension-fréquence et fréquence-tension avec liaison optique.

Ces derniers principes nécessitent qu'une partie de la commande électronique doive être portée au potentiel de la dérivation, donc du circuit de puissance, ce qui nécessite de l'alimenter en énergie, avec les mêmes contraintes d'isolement que le circuit de mesure.

1.5 Dispositifs d'amorçage commande-puissance

Ces dispositifs assurent le fonctionnement en commutation des semi-conducteurs. Ils transforment les signaux logiques élaborés par la commande électronique en signaux de puissance adaptés pour l'amorçage des semi-conducteurs. Ces dispositifs assurent aussi l'isolation galvanique entre la commande et le circuit de puissance. Cette isolation peut être réalisée soit par liaison optique, soit par couplage magnétique. Ces dispositifs comportent également des circuits d'amplification et de mise en forme interposés entre l'élément d'isolation galvanique et le semi-conducteur.

1.6 Dispositifs de protection

Comme tout équipement électrique, un système d'entraînement est doté de dispositifs de protection. On classe cette protection sous quatre types:

- a- La protection de la commande: elle est réalisée par l'électronique de commande elle-même; globalement les fonctions d'asservissement et de limitation par boucles d'asservissement secondaires réalisent cette protection
- b- La protection contre les surintensités: elle est réalisée en partie par des organes de coupure électriques (disjoncteur, contacteur à relais, avec des fusibles à haut pouvoir de

coupure). Cette protection demeure insuffisante pour les composants semi-conducteurs, ce qui nécessite l'utilisation de fusibles ultrarapides.

c- La protection contre les surtensions: elle est réalisée par un circuit d'aide à la commutation (CALC) pour les surtensions d'origine interne ou par éclateurs ou parafoudre à résistance non linéaire, à l'entrée du convertisseur. Notons que cette protection ne couvre pas les surtensions à hautes fréquences, telle que celles dues à la commutation rapide des semi-conducteurs et à la longueur du câble.

d- La protection contre les perturbations électromagnétiques: Le problème d'interférences électromagnétiques se pose puisque le convertisseur se présente en assemblage à la fois de composants électrotechniques, de composants semi-conducteurs de puissance et de dispositifs électriques et électroniques de signal. En effet, tenant compte à la fois de la commutation rapide des semi-conducteurs et des imperfections des composants, les différents couplages électromagnétiques sont possibles. Comme on verra plus loin, le phénomène de surtension HF dû à la réflexion d'onde le long du câble reliant le moteur au convertisseur, est un facteur aggravant la propagation de ces perturbations électromagnétiques. La protection contre ces perturbations est souvent assurée par le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) à l'entrée du convertisseur.

e- La protection contre l'échauffement: La partie active d'un semi-conducteur de puissance, qui permet le contrôle d'un courant important sous une tension élevée, est soumise à un échauffement excessif dû aux pertes par commutation et par conduction. Le refroidissement de ces composants a pour but de maintenir leurs températures en dessous des températures spécifiées par les constructeurs, au-delà desquelles ils seraient détruits ou verraient leur durée de vie gravement réduite. Pour les refroidir, on utilise souvent des radiateurs en aluminium ou en cuivre munis d'ailettes. La résistance thermique d'un radiateur à ailettes dépend du matériau utilisé, de sa taille, de son état de surface et de l'orientation des ailettes. Cette résistance peut être notablement abaissée au-dessous de sa valeur en convection forcée grâce à l'augmentation du débit d'air obtenue par l'utilisation d'un ventilateur.

1.7 Les câbles

Les câbles dans un système d'entraînement peuvent être des câbles de puissance ou de commande. Le moteur est relié à l'onduleur par un câble de liaison et sa mise à la terre est assurée en reliant sa culasse au conducteur de masse ou de protection. Le câble d'alimentation du moteur peut donc être un câble à trois, quatre ou cinq fils suivant le régime du neutre de l'installation. Ce câble peut être armé ou non, torsadé ou non, court ou long, aérien ou souterrain, selon les conditions d'exploitation. Le système peut être installé à proximité d'autres équipements électriques et ses câbles (de commande et de puissance) peuvent coexister avec les câbles d'autres équipements qui peuvent être aussi bien à courant fort ou à courant faible.

Les couplages entre circuits sont fonction des impédances de ces circuits. Pour limiter les perturbations, on a intérêt à ce que les câbles aient les impédances les plus réduites possibles. Pour ceci, les câbles sont généralement acheminés sur des goulottes métalliques ce qui a pour effet de réduire leurs impédances caractéristiques. Les câbles de puissance et ceux de commande peuvent coexister ensemble sur le même chemin de câble mais on leur assure une séparation afin de minimiser les couplages.

Notons aussi qu'en règle générale, l'écran est mis à la masse à chaque extrémité du câble pour protéger les conducteurs des perturbations hautes fréquences. Pour la même raison, le blindage est aussi relié de la même façon à la terre.

1.7.1 Description d'un câble de puissance

On donne ci-après une description globale d'un câble de puissance triphasé; figure 1.2. Outre les conducteurs, on distingue les constituants suivants :

- **Gaine isolante** : enveloppe faite de diélectrique (PE, XLPE, TR-XLPE, EPR, PVC, LDPE, CSPE, ...) ayant pour rôle d'assurer l'isolation électrique et l'étanchéité du câble. Le diélectrique est doté des caractéristiques électriques suivantes: Une faible permittivité électrique, une très faible conductivité électrique et une tension de claquage élevée.

Il doit aussi avoir de bonnes caractéristiques mécaniques, à savoir: Une grande résistance aux chocs, une bonne flexibilité et un grand allongement à la rupture.

- **Armure** : protection mécanique du câble, généralement constituée de deux feuillets en acier doux enroulé en hélice. Pour les câbles reliant l'onduleur au moteur dans un SEVV, l'armure peut aussi avoir un rôle électrique, notamment servir de blindage électrostatique et plus souvent de blindage électromagnétique.

- **Écran** : dispositif réalisé d'un semi-conducteur qui ne sera pas sous tension, assurant les fonctions suivantes :

- Créer une surface équipotentielle autour de l'isolant (lissage du champ électrique)
- Prévenir les effets des champs électriques externes et internes
- Assurer l'écoulement du courant capacitif ainsi que du courant de défaut de terre (court-circuit homopolaire)
- Assurer la protection des personnes et du matériel en cas de perforation du câble.

- **Blindage** : matériau destiné à réduire l'intensité de rayonnement pénétrant dans une région. Dans un câble, aussi bien de puissance que de transport d'information, l'armure ou l'écran peuvent constituer des blindages.

- **Papier imprégné** : Ce papier ne peut supporter trop la température élevée; c'est pourquoi il est moins utilisé. Le papier est imprégné dans le but d'éliminer les poches d'air qui empêcheraient la chaleur de se propager vers l'extérieur.

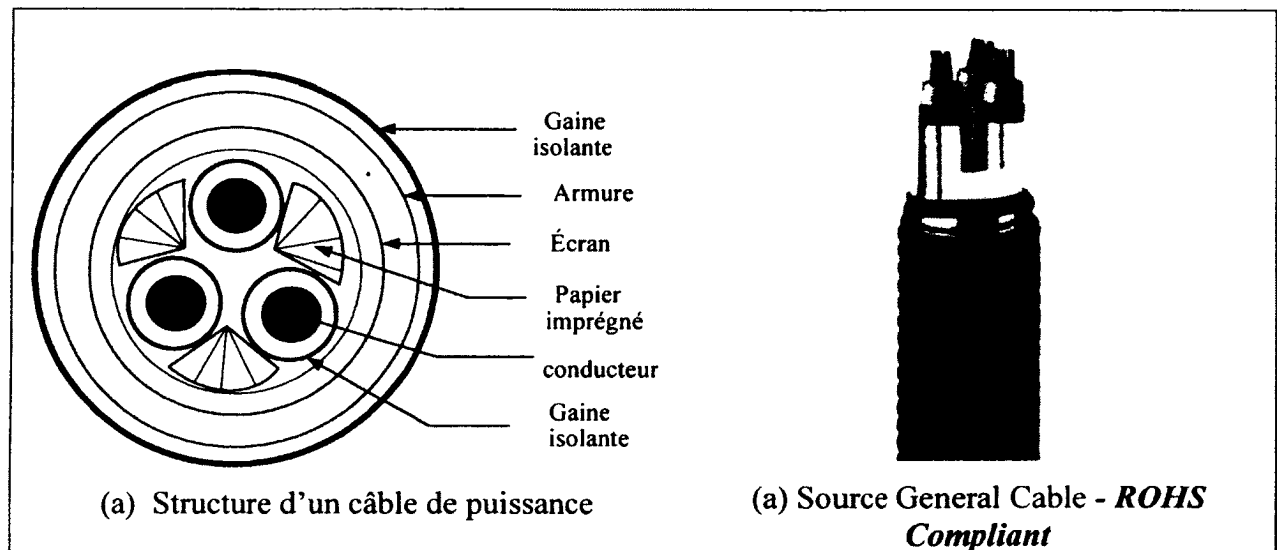


Figure 1.2 Structure d'un câble de puissance.

1.7.2 Description d'un câble de commande

On distingue principalement les câbles coaxiaux standards et les fils de câblage électronique. Les premiers sont généralement mono-conducteurs; constitués successivement du conducteur, d'un diélectrique tel que le PVC, d'un blindage et d'une gaine extérieure; figure 1.3 (a). Ils peuvent également contenir un traitement dit anti-signaux lorsqu'ils sont destinés aux liaisons soumises à des mouvements ou des vibrations en cours de fonctionnement. Les deuxièmes sont des câble de commande multiconducteurs, constitués généralement de conducteurs multibrins en cuivre (ou alliage de cuivre) étamé, d'une enveloppe en PVC ou en PE, d'une tresse en cuivre de verre et d'une gaine extérieure de protection; figure 1.3 (b). On cite également les fils mono-conducteurs nus destinés pour le câblage intérieur du convertisseur.

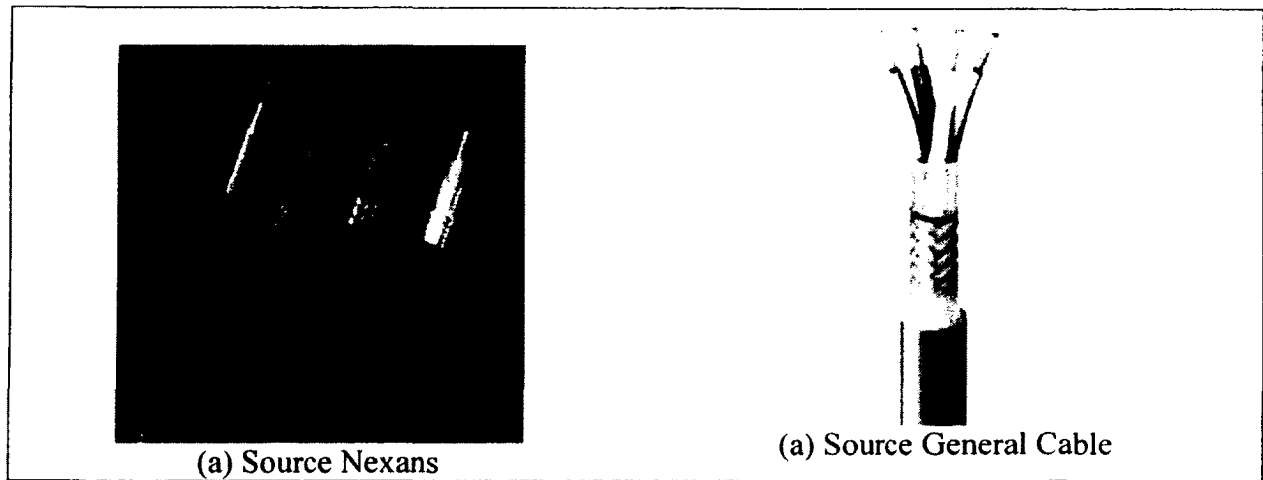


Figure 1.3 Câbles de commande: (a) câbles coaxiaux (b) câble multiconducteur de commande.

1.8 Le moteur

Dans les domaines d'applications industrielles impliquant des entraînements réglés, le moteur peut être une machine de tout type suivant les caractéristiques recherchées et les conditions d'utilisation. Une classification simplifiée des différentes machines est présentée sur la figure 1.4.

Le moteur à courant continu (cc) peut être à rotor bobiné ou à aimant permanent. Dans le cas du moteur à rotor bobiné, 4 types d'excitation sont possibles dépendamment du couplage entre les enroulements du stator et du rotor (série, parallèle, séparée, compound). L'utilisation de l'électronique pour commander la vitesse des moteurs à cc est en application pour des puissances allant jusqu'à quelques Mégawatts (MW). Elle est relativement simple du fait que la vitesse est proportionnelle à la tension d'induit. Celle-ci peut être réglée au moyen d'un redresseur commandé si l'alimentation est alternative. Elle peut également être commandée par un hacheur alimenté d'une source à courant continu. Particulièrement dans ce dernier cas, le problème de la réflexion d'onde se pose, à cause de la commutation rapide des semi-conducteurs ainsi qu'à la longueur du câble d'alimentation du moteur, tel que sera démontré aux chapitres suivants.

Le moteur à courant alternatif (ca) peut être une machine asynchrone ou synchrone. Le moteur asynchrone peut être monophasé ou triphasé à cage d'écurueil ou encore triphasé à rotor bobiné. Le moteur synchrone peut être à aimant permanent ou à rotor bobiné.

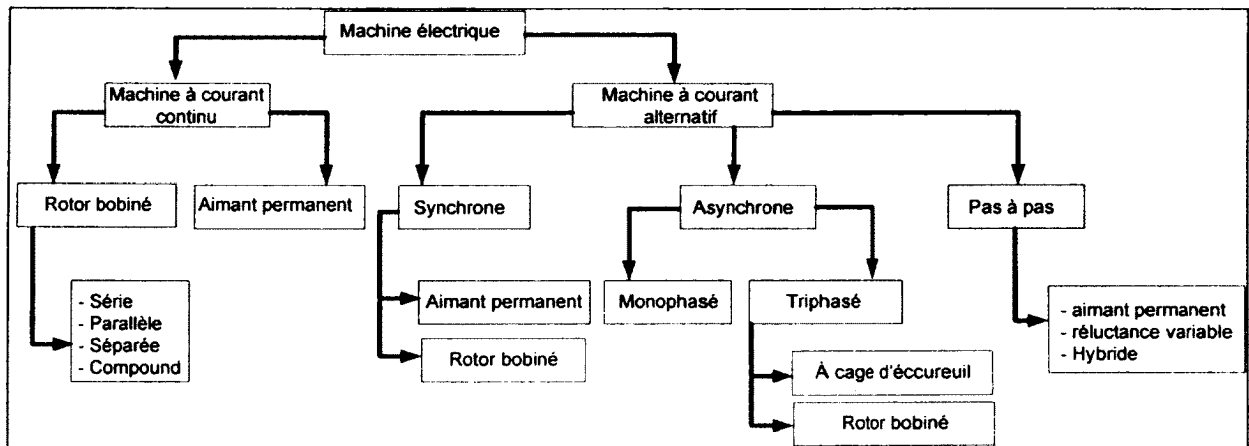


Figure 1.4 Classification simplifiée des machines électriques.

L'association d'un convertisseur de fréquence à commande MLI et d'un moteur, en particulier, asynchrone, constitue une solution d'entraînement offrant de nombreux atouts, ce qui est en fait la solution de référence en faible et moyenne puissance. Elle offre une grande souplesse de fonctionnement (régulation fine de vitesse, démarrage et arrêt progressifs). Elle permet également de grandes performances dynamiques et se prête naturellement à l'automatisation des processus. Les performances du système contrôle-commande ont progressé de telle sorte que cette solution technique est désormais utilisable pour des applications qui, encore récemment, étaient réservées aux moteurs à courant continu.

Dans certaines applications à faible puissance, particulièrement dans le cas des entraînements des véhicules électriques sans boîte de vitesses, on a tendance à abandonner le moteur à courant continu et le moteur asynchrone pour le compte du moteur à réluctance variable ou du moteur synchrone autopiloté, dit à courant continu sans balais. Ce choix se justifie par le fait que la structure électromagnétique de ces derniers moteurs présente, d'abord, l'avantage

d'une simplicité, puis elle présente une puissance massique largement supérieure que celle du moteur cc.

1.9 Isolation des enroulements

On distingue trois types d'isolation:

- L'isolation des fils élémentaires (§1.9.1)
- L'isolation des spires (§1.9.2)
- L'isolation de la masse (§1.9.3)

Les propriétés et la structure chimique de l'isolation peuvent être modifiées avec le temps par le fait qu'elle est soumise à des contraintes électriques, thermiques et mécaniques. Particulièrement, lorsque le moteur est alimenté par un onduleur de tension à commutation rapide, à commande MLI, les contraintes électriques deviennent les plus dominantes. Par ailleurs, comme on verra plus loin, elles deviennent plus intenses lorsque le câble d'alimentation du moteur est long, réduisant ainsi la durée de vie du système d'isolation.

1.9.1 L'isolation des fils élémentaires

Elle dépend de la tension maximale qui peut apparaître entre les spires du bobinage les plus contraintes, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Elle est déterminée sur la base de l'application d'une onde de tension à front raide. Cette onde doit atteindre une valeur égale à 4 fois la tension nominale, augmentée de 5kV en 1.2 μ s et diminuant de moitié au bout de 50 μ s (selon la norme CEI TS 60034-17)

En fonction de la valeur maximale de la tension entre spires déterminée à partir de cette onde de choc et des caractéristiques de bobinage, l'isolation des fils peut être constituée par :

- seulement de l'émail si la tension est inférieure à 300V
- de l'émail et un guipage si la tension est inférieure à 1200V
- de l'émail et deux guipages si la tension est inférieure à 2000V

Les guipages sont, en général, à base de verre ou d'un mélange de verre et de polyester ou encore d'un ruban en polyamide.

Dans le cas de méplat nus, utilisés pour les rotors, l'isolation est constituée par des bandes de matériau isolant qui sont collées sur l'une des faces du conducteur, ou les deux faces à la fois. Généralement, ces isolants sont à base de tissu de verre ou de papier polyamide.

1.9.2 L'isolation des spires

Lorsque la tension maximale qui peut apparaître entre les spires dépasse 2000V, l'isolation des fils élémentaire est complétée par une isolation des spires. Celle-ci est, en général, réalisée par un certain nombre de couches de ruban micacé, ayant pour support un tissu de verre ou de feutre en polyester.

1.9.3 L'isolation de la masse

Pour les bobinages à basse tension (<1000V) à encoches, l'isolation de la masse est réalisée par un isolant en forme de U. Cet isolant peut être à base de tissu de verre ou de papier polyamide, se refermant à la partie supérieure.

1.10 Topologie du convertisseur d'un système d'entraînement typique

Les systèmes d'entraînement typiques sont généralement triphasés et font appel à de nombreux types de convertisseurs. On peut distinguer les convertisseurs directs (alternatif-alternatif) et les convertisseurs indirects.

1.10.1 Les convertisseurs directs

Les convertisseurs directs transforment directement la tension du réseau ou d'une source autonome en une tension ou un courant dont l'amplitude et la fréquence sont variables. Ils peuvent être à commutation naturelle à base de thyristors mais il est possible de les

commander par commutation forcé. Ils peuvent être également réalisés à base de transistors. Ils impliquent un nombre d'interrupteurs élevé et par conséquent des commandes complexes. Ces commandes sont généralement numériques implantées par microprocesseur et permettent de varier largement la fréquence de sortie jusqu'à des valeurs supérieures à la fréquence d'entrée.

1.10.2 Les convertisseurs indirects

Les convertisseurs indirects assurent une double conversion en passant par un étage intermédiaire de courant continu. Ces convertisseurs sont composés en tête par un redresseur commandé ou non, un étage à courant continu, et d'un onduleur de tension ou de courant.

Dans la majorité des cas, un moteur triphasé (asynchrone ou synchrone) est associé à un onduleur de tension formé d'au moins six interrupteurs, à fermeture et ouverture commandées, réversibles en courant; figure 1.5. On distingue les montages à commutateurs de tension à thyristors et ceux utilisant des transistors ou des GTO, figure 1.6. On préfère les montages à transistors MOSFET ou IGBT plutôt que ceux à transistor bipolaire. En effet, ce dernier présente des pertes par commutation non négligeables et des vitesses d'enclenchement et de coupure lentes. On dresse le tableau 1.1, pour donner une idée sur l'ordre de grandeur du temps de montée des semi-conducteurs utilisés dans les convertisseurs à tension continue de 500V.

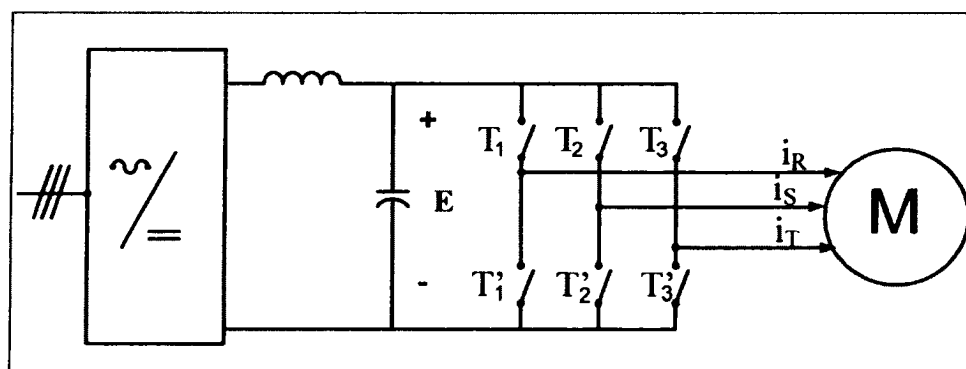


Figure 1.5 Convertisseur indirect typique.

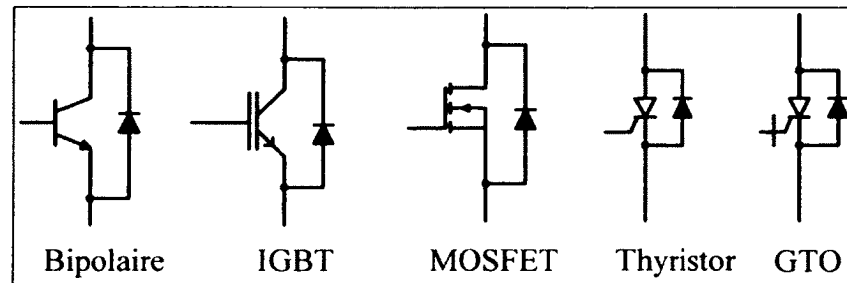


Figure 1.6 Interrupteurs bidirectionnels typiques.

Tableau 1.1

Temps de montée vs. type du semi-conducteur
(Tension continue $E = 500 \text{ V}$)

Semi-conducteur	Temps de montée
Thyristor rapide	$5 \mu\text{s}$
GTO	$1 \mu\text{s}$
Transistor bipolaire	$0.5 \mu\text{s}$
IGBT (1 ^{ère} génération)	$0.3 \mu\text{s}$
IGBT (2 ^{ème} génération)	$0.1 \mu\text{s}$
IGBT (3 ^{ème} génération)	$0.07 \mu\text{s}$
MOSFET	$0.05 \mu\text{s}$

Dans le cas du moteur à réluctance variable, chaque phase du stator est alimentée par un demi-pont asymétrique, comme le montre la figure 1.7. La figure 1.7 (a) montre la structure de l'onduleur d'une phase dont la commande consiste à fermer et ouvrir simultanément les interrupteurs K_1 et K_2 . La tension aux bornes de l'enroulement RS est donc une tension à deux niveaux $-E$ et $+E$, modulée en largeur d'impulsion afin de réguler le courant. La figure 1.7 (b) présente la structure de 4 phases, cas où le moteur comporte 4 pôles au stator. Notons que dans ce cas, on utiliserait un capteur de position, 4 capteurs de courant (à effet Hall) pour fixer les six instants de commutation.

Dans le cas d'une machine synchrone autopilotée, le fonctionnement est assimilable à celui de la machine à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage de lames de cuivre devant les balais, mais par des semi-conducteurs. L'asservissement en fréquence est assuré par les circuits de commande de ces semi-conducteurs, à partir d'un signal de position du rotor ou de la phase de la tension de la machine. L'alimentation de la machine peut se faire, soit par convertisseurs directs (cycloconvertisseurs) ou par des convertisseurs indirects comportant une conversion AC/DC suivie d'un onduleur.

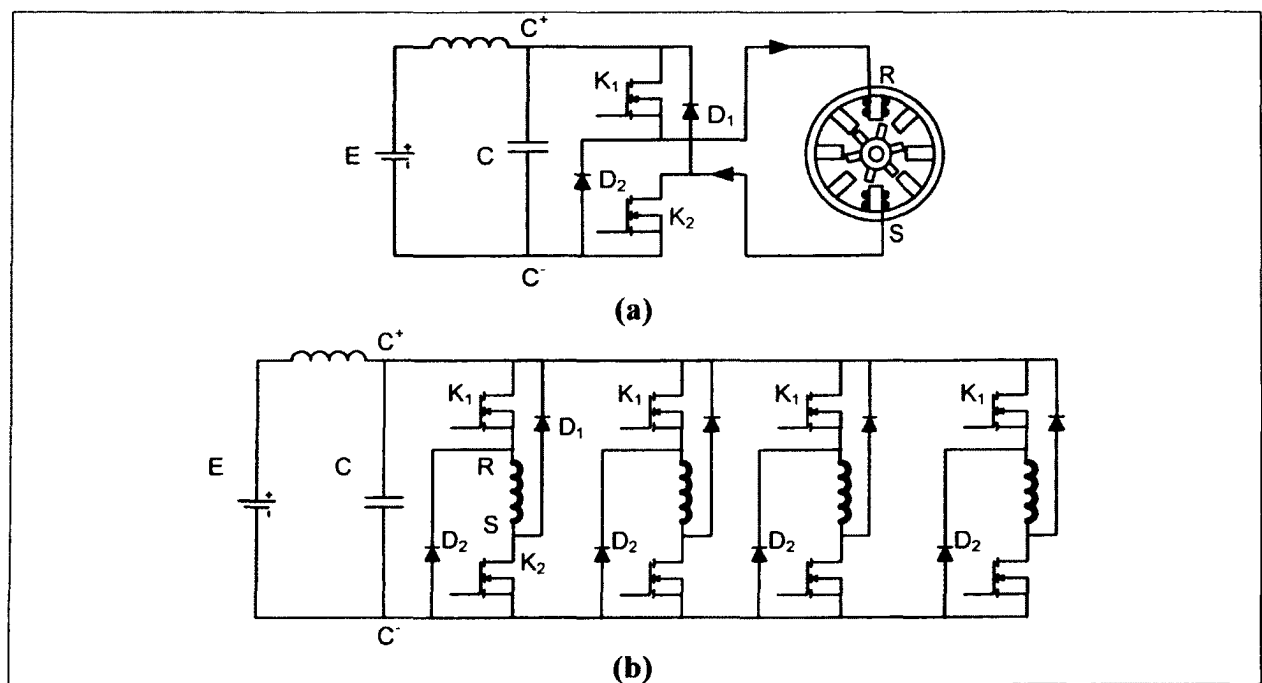


Figure 1.7 Entraînement d'un moteur à réluctance variable.

1.10.3 Les convertisseurs indirects multi-niveaux

Lorsque la tension continue d'entrée E est élevée, il est intéressant d'utiliser de nouvelles topologies apparues au cours de la dernière décennie, d'onduleurs dits multi-niveaux. Deux motivations principales sont à l'origine de ces onduleurs, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà des tensions de tenue des semi-conducteurs de puissance. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant un contenu harmonique réduit. Ces topologies comprennent principalement:

- La technique des NPC (Neutral-Point-Clamped) ou à potentiels distribués; figure 1.8
- La technique dite des cellules imbriquées; figure 1.9
- La technique dite d'onduleurs en cascades; figure 1.10

La tension de sortie est constituée par plusieurs escaliers de niveaux qui peuvent être aussi bien symétriques ou asymétriques, dépendamment de la commande. À chaque créneau de tension une modulation de la largeur d'impulsion peut être appliquée tenant compte des performances à atteindre.

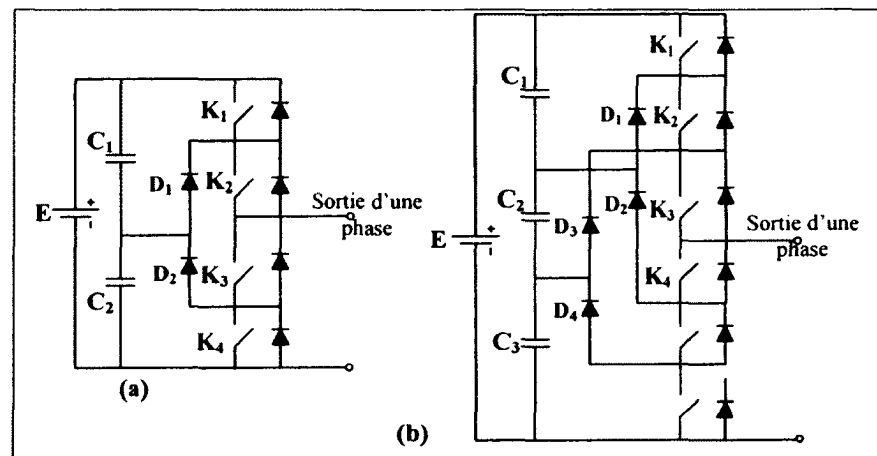


Figure 1.8 Bras d'un onduleur NPC
(a) Onduleur à trois niveaux (b) Onduleur à quatre niveaux.

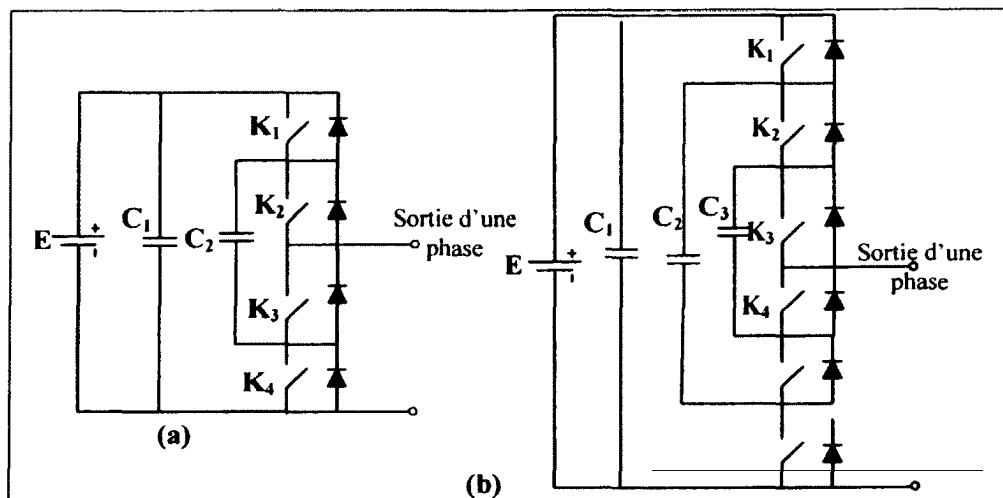


Figure 1.9 Bras d'un onduleur à cellules imbriquées
(a) à trois niveaux (b) à quatre niveaux.

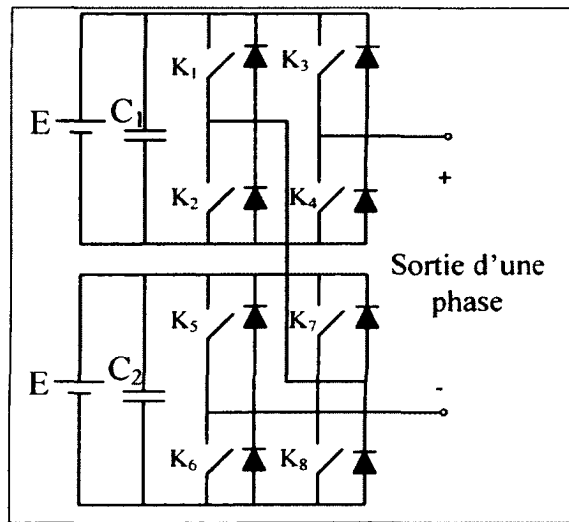


Figure 1.10 Bras d'un onduleur en cascade à 5 niveaux.

1.11 La commande par modulation de la largeur d'impulsion (MLI)

La tension de sortie de l'onduleur de tension conventionnel, de la figure 1.5, est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue E à l'entrée de l'onduleur et de largeur variable suivant la loi de modulation choisie. Lorsque la charge présente une constante de temps élevée, l'ondulation du courant de charge est faible et ce dernier ne change de polarité jusqu'à une demi période. En choisissant de manière adéquate les instants de commutation on peut obtenir une bonne neutralisation des harmoniques. Plus la fréquence d'opération de l'onduleur est grande plus les harmoniques sont moindres. Toutefois, cette fréquence est limitée par la vitesse de commutation des interrupteurs. Il est important aussi de mentionner que, dans certaines applications, il faut tenir compte du compromis existant entre l'augmentation de cette fréquence et des contraintes de surtension et/ou surintensité subies par les interrupteurs ou par la charge. Cette précaution étant souvent négligée, on verra dans le cadre de cette thèse un exemple d'application où la fréquence de commutation doit être limitée dans les systèmes d'entraînement alimentant des charges à longues distances. La commande MLI assure, en plus de la neutralisation des harmoniques, le réglage de l'amplitude de la tension de sortie. En effet, si la tension continue E n'est pas variable (le redresseur est un pont à diodes), la tension et la fréquence sont toutes les deux contrôlées au niveau de l'onduleur.

Plusieurs techniques relatives à la commande MLI ont été développées. La souplesse apportée par les microprocesseurs permet maintenant d'élaborer des lois de commande complexes et variables permettant d'éliminer les harmoniques indésirables. On peut résumer la commande MLI sous quatre techniques de base:

- La modulation linéaire
- La modulation sinusoïdale
- La modulation vectorielle
- La modulation calculée

1.11.1 La modulation linéaire

Cette modulation donne une tension entre phases de sortie sous forme d'un certain nombre N d'impulsions positives d'amplitude E et de même largeur θ pendant l'alternance positive et N impulsions opposées aux premières pendant l'alternance négative, figure 1.11. Cette forme d'onde est réalisée en attaquant chaque interrupteur dans sa plage de commande par un train d'impulsions de même largeur. Ceci peut être obtenu, par exemple, par comparaison d'un signal carré de référence de fréquence f_r avec un signal porteur généralement triangulaire de fréquence f_p largement supérieur à f_r , figure 1.12. La fréquence f_r détermine la fréquence de la tension de sortie et f_p détermine le nombre d'impulsions. En agissant sur l'amplitude du signal porteur ou encore sur sa fréquence, on peut varier la largeur des impulsions et donc varier la valeur efficace de la tension de sortie.

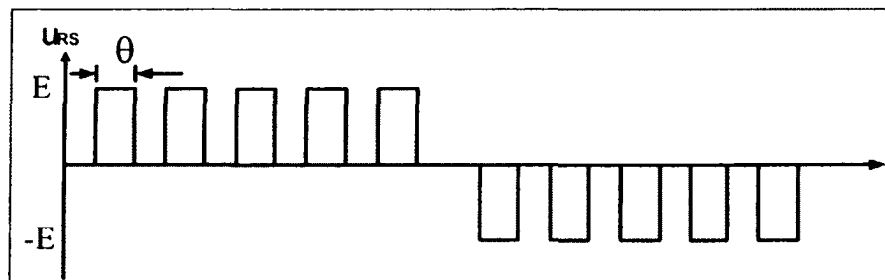


Figure 1.11 Tension de sortie avec la commande MLI linéaire.

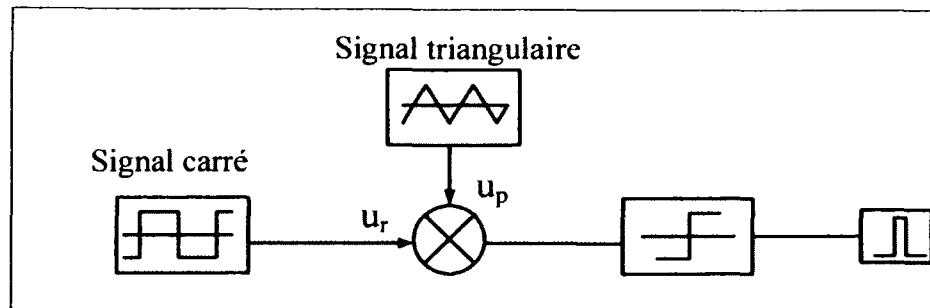


Figure 1.12 Principe de la commande MLI linéaire.

1.11.2 La modulation sinusoïdale

La modulation sinusoïdale améliore de façon importante le contenu harmonique des tensions. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés à partir de la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal de fréquence f_r , avec un signal porteur triangulaire de fréquence f_p largement supérieur à f_r , figure 1.13. Ces instants de commutation peuvent également être déterminés de façon aussi bien analogique que numérique.

Pour un onduleur triphasé, le signal porteur est commun aux trois phases; la référence est une sinusoïde propre à chaque phase; les trois références sont déphasées de 120° l'une par rapport à l'autre. La forme d'onde théorique de la tension entre les phases est donnée sur la figure 1.14. Le contrôle de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie s'explique de la même manière que celle décrite au paragraphe précédent.

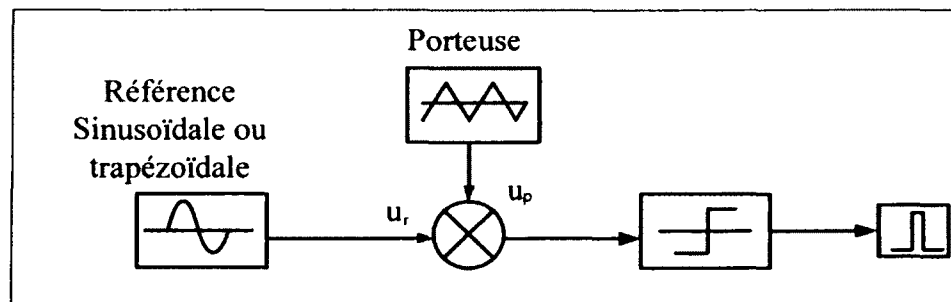


Figure 1.13 Principe de la MLI sinusoïdale.

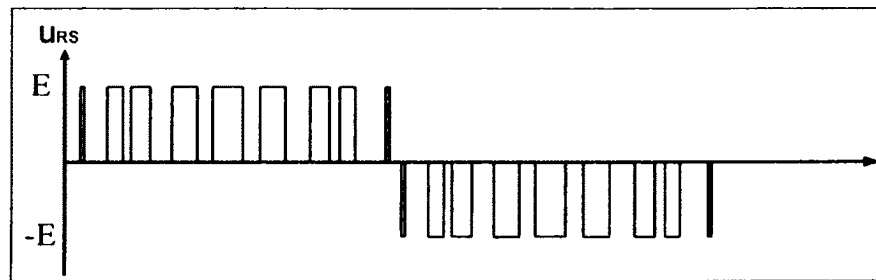


Figure 1.14 Tension de sortie avec la MLI sinusoïdale.

Notons que l'analyse des harmoniques montre que le spectre de la tension de sortie est constitué de groupe de raies centrées autour des harmoniques de la fréquence de modulation f_p . Ainsi, l'augmentation l'indice de modulation ($m = f_p/f_r$) rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

Cet indice de modulation ($m = f_p/f_r$) constitue donc un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques, un bon rendement de l'onduleur. Les pertes dans celui-ci deviennent importantes au fur et à mesure que la fréquence de découpage augmente. Par ailleurs, l'augmentation de m a un impact direct sur la forme de l'impulsion et la largeur de celle-ci. Comme on verra plus loin, ceci peut aggraver le problème de surtensions dues à la réflexion d'onde, les courants parasites qui leurs sont associés ainsi que les interférences électromagnétiques.

Dans les SEVV, on a intérêt à choisir m entier. En effet, si m n'est pas entier ($m = n + \delta m$, n entier, et $0 < \delta m < 1$), alors les tensions de sortie de l'onduleur ne seraient pas exactement périodiques. Ceci a pour effet de causer des oscillations du couple du moteur à la fréquence $f_r \cdot \delta m$.

Un autre paramètre qui caractérise la modulation sinusoïdale, c'est le rapport $r = \hat{u}_r / \hat{u}_p$ entre l'amplitude du signal de référence et le signal porteur (triangulaire). Le fondamental de la tension de sortie étant directement proportionnel à r , on a intérêt l'augmenter. L'analyse théorique montre que lorsque $r < 1$, le fondamental de la tension de sortie obtenu avec une

MLI sinusoïdale est 21% plus faible que celui obtenu avec une commande pleine onde (commande 180°). D'autres variantes de la commande MLI permettent d'améliorer le rapport r , avec l'une ou l'autre des méthodes suivantes:

- Soit en ramenant la tension de référence u_r d'amplitude supérieure au signal porteur u_p .
- Soit en injectant une harmonique de rang 3 dans la référence
- Soit en utilisant une onde de référence trapézoïdale plus tôt que sinusoïdale.

Notons enfin que la référence peut être discrétisée. Dans ce cas, on prend une valeur de cette référence discrétisée à chaque période de l'onde de modulation pour déterminer les instants de commutation.

1.11.3 La modulation vectorielle

La modulation vectorielle constitue une modulation en temps réel. Appliquée à l'onduleur de tension conventionnel de la figure 1.5, elle se base sur le fait qu'un seul vecteur (dans le plan de Park) peut représenter les trois tensions triphasées équilibrées désirées. En effet si on désigne par v_1 , v_2 , v_3 ces tensions désirées, celles-ci seront représentées par le vecteur V de coordonnées (V_α, V_β) obtenu par la transformation de Clark, représentée par les équations (1.1) et (1.2).

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_1 - \frac{1}{2}v_2 - \frac{1}{2}v_3 \right) \quad (1.1)$$

$$V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}v_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}v_3 \right) \quad (1.2)$$

Une analyse montre qu'il existe huit états possibles pour les bras d'onduleur K_1 , K_2 , K_3 qui sont respectivement : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. (1 indiquant que le transistor supérieur est fermé et que le transistor inférieur est ouvert ; 0 indiquant que le transistor supérieur est ouvert et que le transistor inférieur est fermé). À chaque état est associé des valeurs de v_1 , v_2 , v_3 desquelles on déduit les coordonnées V_α et V_β du vecteur \vec{V} désiré. La

figure 1.15 représente les vecteurs associés aux huit états possibles; ils délimitent six secteurs numérotés de I à VI.

Pour approximer le système de tensions désiré, on divise sa période en p intervalles de modulation. Pendant chacun de ces intervalles, les valeurs de V_α et V_β sont calculées et le domaine dans lequel le vecteur se trouve est déterminé. Si le vecteur \vec{V} est déterminé entre deux vecteurs V_i , V_{i+1} de la figure 1.15, il s'agira de déterminer les temps t_i et t_{i+1} d'activation des interrupteurs relatifs à chacun des états i et $i + 1$, de manière à ce que le vecteur $V(V_\alpha, V_\beta)$ s'écrive comme une combinaison linéaire de V_i , V_{i+1} dont les coefficients sont proportionnels à son temps d'échantillonnage T_e . Cette combinaison linéaire est donnée par l'équation (1.3).

$$\vec{V} = \frac{t_i}{T_e} \vec{V}_i + \frac{t_{i+1}}{T_e} \vec{V}_{i+1} \quad (1.3)$$

Les expressions de t_i et t_{i+1} peuvent être déterminées géométriquement en fonction de V_α et V_β dans chacun des secteurs définis sur la figure 1.15.

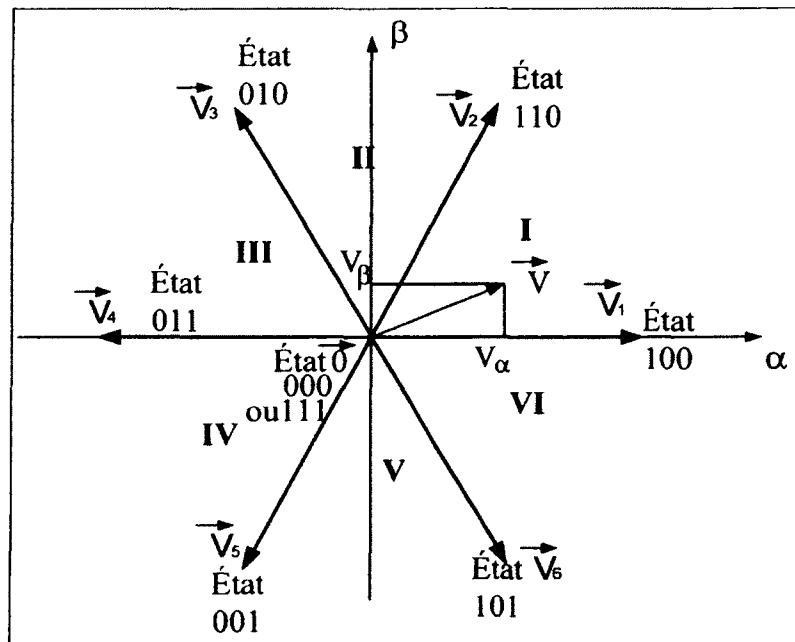


Figure 1.15 Représentation des vecteurs d'états sur le plan de Clark.

1.11.4 La modulation calculée

Contrairement aux commandes en temps réel, cette commande consiste à calculer *préalablement* les angles de commutation des interrupteurs. Le calcul de ces angles peut utiliser les mêmes lois que celles utilisées en temps réel. D'autres lois sont également possibles pour tenir compte des contraintes à des applications particulières. Les séquences de fonctionnement ainsi déterminées sont mémorisées et les semi-conducteurs de l'onduleur sont commandés à partir de ces séquences mémorisées.

On distingue différentes méthodes possibles:

- Les angles de commutation peuvent être calculés au préalable et stockés dans une mémoire pour annuler certaines harmoniques ou minimiser le taux d'harmonique.
- Les angles de commutation peuvent être calculés en ligne; il s'agit d'une modulation en temps réel, comme c'est le cas de la modulation sinusoïdale ou vectorielle.

1.12 Régulation des entraînements à vitesse variable

Les principes de commande et de régulation diffèrent suivant les types d'entraînements (nature du moteur et du convertisseur) et les genres d'applications : Couple constant, couple quadratique, un ou plusieurs moteurs, etc.

Le moteur fait partie de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique. Suivant le niveau de performances demandées par l'utilisation, on sera amené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe, adapté au type de commande choisi.

Concernant la variation de la vitesse des moteurs à courant continu, la régulation comporte principalement une boucle interne de commande de courant et une boucle externe pour la commande de la vitesse. Pour un asservissement en position, on ajoute une boucle externe à la boucle de vitesse. Pour contrôler une accélération, on ajoute une boucle interne à la boucle

de vitesse. Rappelons que la coordination entre les boucles de contrôle est nécessaire au bon fonctionnement de celles-ci. Il faut que la largeur de la bande passante des régulateurs augmente au fur et à mesure qu'on va vers la boucle la plus interne.

Concernant la régulation de la vitesse des moteurs à courant alternatif, particulièrement des moteurs asynchrones à cage, les stratégies de régulation dépendent du mode d'alimentation du moteur et du type de commande adopté.

Lorsque les performances dynamiques demandées ne sont pas trop contraignantes, ce qui est le cas des entraînements de pompes, ventilateurs, compresseurs, ..., on peut utiliser des commandes relativement simples que l'on qualifie souvent de "commande de type scalaire". Dans ce type de commande, on s'intéresse uniquement au module de la variable considérée et pas à la phase du vecteur qui représente la variable. Elle consiste à imposer la vitesse du champ statorique par le convertisseur. Le rotor va essayer de suivre cette consigne et sa vitesse dépendra du couple résistant de la charge. Ce type de commande convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux faibles vitesses est faible.

Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des machines outils, des appareils de levage, des entraînements de laminoirs, ..., il est nécessaire de connaître le courant rotorique pour maîtriser le couple à faible vitesse et pendant les régimes transitoires. On utilise alors des commandes dites "vectorielles" ou à "flux orienté" qui permettent de contrôler les courants statorique et rotorique et donc le couple.

Ces commandes, qui utilisent des algorithmes mis en œuvre par des microprocesseurs, exigent que l'on connaisse la vitesse du moteur. L'utilisation d'un capteur de vitesse permet d'optimiser les performances sur toute la plage de vitesse, y compris à l'arrêt où il faut imposer la position du rotor.

Lorsqu'il n'est pas nécessaire de réaliser un couple constant à vitesse nulle et qu'il n'y a pas de contrainte de positionnement à l'arrêt, les technologies récentes de l'électronique de commande permettent de s'affranchir de la présence d'un capteur de vitesse pour réaliser une commande directe de couple (DTC : Direct torque control). La commande des semi-conducteurs de l'onduleur est directement déterminée par calcul à partir d'un modèle approprié du moteur et de la mesure des tensions et courants statoriques.

1.13 Conclusion

Une description physique générale d'un système d'entraînement électrique à vitesse variable (SEVV) a été présentée. Elle a permis d'identifier les différents constituants, leur classification et leur disposition à l'intérieur du système.

Cette description a d'abord porté sur le circuit de puissance et le circuit de commande du convertisseur. Puis elle a donné un aperçu sur les câbles de puissance et de commande, sur les moteurs et sur les enroulements de ces derniers. Enfin, différentes stratégies de commande par modulation de la largeur d'impulsion ont été rappelées.

Notons que cette brève description n'avait pas pour but de présenter tous les principes de base de chacun des constituants du système, puisqu'on admet que les notions théoriques sont globalement acquises. Toutefois, elle en a rappelé ceux qui ont un lien direct ou indirect avec la problématique de cette recherche.

CHAPITRE 2

PROBLÉMATIQUE DE LA RECHERCHE ET REVUE BIBLIOGRAPHIQUE

Dans la littérature, les interférences électromagnétiques (IEM) et la réflexion d'onde dans un système d'entraînement à vitesse variable (SEVV) ont été traitées séparément sous forme d'un des quatre problèmes principaux suivants:

- 1- Les perturbations conduites haute fréquence (HF)
- 2- Les perturbations rayonnées
- 3- Les surtensions transitoires HF aux bornes du moteur
- 4- Le problème des courants dans les roulements du moteur

Le présent chapitre est subdivisé en trois grandes parties :

- La première présente la problématique relative au traitement des perturbations électromagnétiques, sous ses différentes formes. On y constatera que la difficulté de ce traitement réside d'abord sur la multitude des contributeurs de ces perturbations. On identifiera, séparément, les contributeurs aux perturbations conduites et rayonnées spécifiques à un SEVV. On présentera également les impératifs de mitigation en vigueur contre les IEM.
- La deuxième partie présente le problème de surtensions haute fréquence (HF). On identifiera ses impacts sur le système d'isolation du moteur et son câble d'alimentation, sur le système mécanique et sa contribution aux IEM. On présentera également les moyens de mitigation en vigueur qui leurs sont associés.
- F inalement, la troisième partie présente l'avancement de la recherche sur chacun des problèmes (1 à 4) précités.

2.1 Problème des IEM dans un SEVV

Un SEVV est à la fois agresseur et victime vis-à-vis des IEM. Il est agresseur puisqu'il est source d'émissions électromagnétiques qui peuvent perturber les équipements avoisinants. Il est victime puisque ses cartes de contrôle-commande, ses dispositifs d'interface et de protection sont sensibles aux IEM conduites et rayonnées causées par son circuit de puissance.

La sensibilité de la commande est due à l'utilisation des circuits de traitements numériques du signal, câblés ainsi que programmés. Elle est due aussi aux capteurs de tension et de courant connus par leur faible taux de réjection en mode commun (TRMC). Par exemple, pour la mesure d'une tension alternative, le capteur le plus utilisé est le simple transformateur de tension (TT). Son utilisation suppose que la valeur moyenne de la tension mesurée est nulle. Si ce n'est pas le cas, tel que dans le cas d'un courant de MC, une composante continue de courant s'établit progressivement sur l'enroulement primaire ce qui peut provoquer la saturation du TT, donc une dégradation de ses performances par déformation de l'onde de sortie. D'autres exemples peuvent justifier la sensibilité d'autres capteurs utilisant un transformateur de courant (TC), un convertisseur tension-fréquence (VCO), un dispositif à modulateur-démodulateur ou encore un capteur à effet Hall (pour la mesure du courant continu).

Par ailleurs, cette sensibilité augmente lorsqu'une liaison avec un réseau informatique est prévue pour que le système communique avec d'autres équipements ou avec un poste de contrôle centralisé. Plusieurs exemples ont été explicités, ce qui a permis de résumer les impacts des IEM comme suit :

- Erreur de communication
- Dégradation des performances de l'équipement
- Mauvais ou arrêt total de fonctionnement
- Perturbation des équipements susceptibles dans le voisinage

Concernant ces équipements susceptibles, on cite :

- Des systèmes informatiques
- Des réseaux de communication
- Les capteurs à ultrason
- Des capteurs de poids et de température
- Des systèmes de code à barres
- Des systèmes de vision artificielle
- Des capteurs de distance utilisant le principe de variation de la capacité

2.1.1 Contributeurs aux perturbations conduites

Dans un SEVV, le câblage et les diverses imperfections des composants contribuent aux couplages conduits. Tous les types de couplages sont possibles, à savoir:

- Le couplage par impédance commune
- La diaphonie inductive
- La diaphonie capacitive

Par ailleurs, pour un signal parasite dû à un couplage donné, on distingue les deux modes de propagation possibles, à savoir : le mode commun (MC) et le mode différentiel (MD). Toutefois, le couplage en MC est le plus important en raison de la grande vitesse de commutation des semi-conducteurs (dv/dt), de la haute fréquence et aussi des différentes capacités parasites (C_p) par rapport au châssis, illustrées sur la figure 2.1; on en cite:

- Les capacités parasites des semi-conducteurs associés à leurs radiateurs
- Les capacités parasites des composants inductifs (transformateurs et selfs)
- Les capacités des câbles de liaison et de leur blindage
- Les capacités parasites des alimentations auxiliaires de commande (François Costa & Rojat, 1998).

Notons aussi que la source contribue à ces couplages conduits par son impédance Z_t de mise à la terre (MALT) et le moteur y contribue par les capacités parasites entre enroulements et châssis ainsi que par son impédance de MALT, $Z_{t \text{ charge}}$ (figure 2.1).

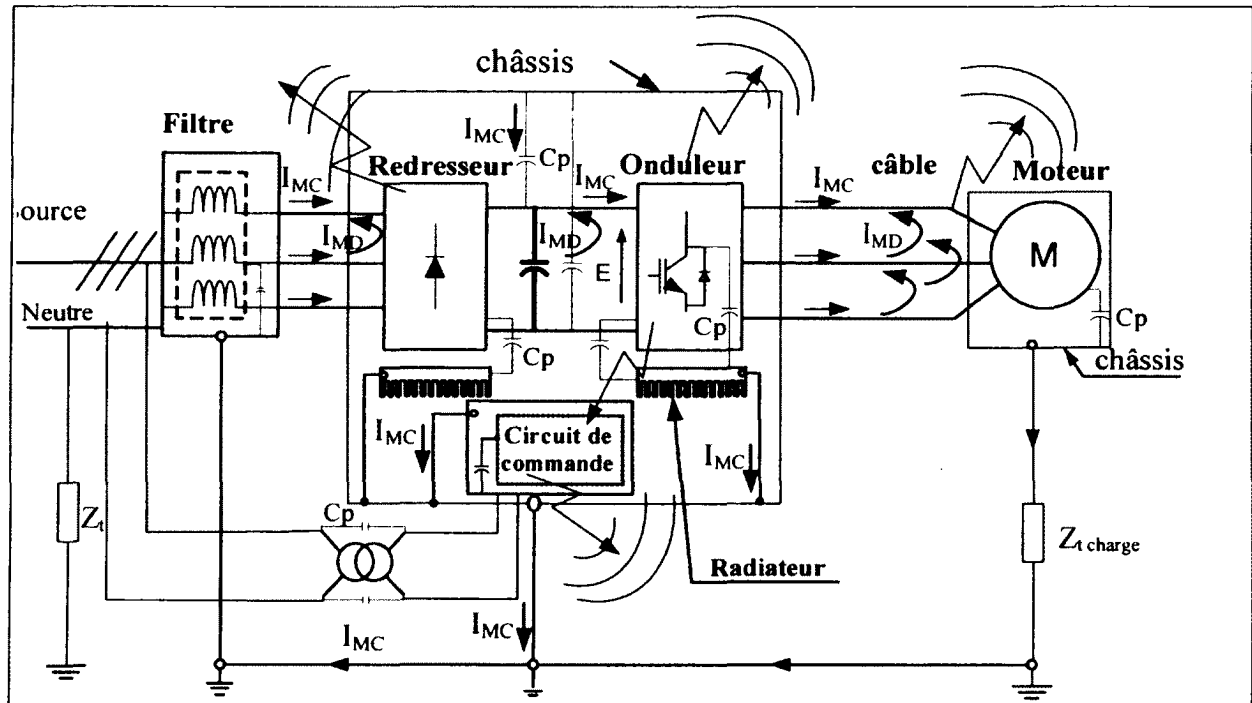


Figure 2.1 Principales émissions conduites et rayonnées dans un SEVV.

Un type de perturbation conduite spécifique à un SEVV est dû au fait que dans un onduleur de tension, la somme des trois tensions instantanées appliquées aux bornes du moteur n'est pas nulle. La d.d.p entre le neutre des trois phases statoriques et la terre a une allure carrée et provoque des courants parasites dans le chemin de terre. Avec une commande MLI, la tension du neutre est toujours carrée, mais avec une fréquence de variation très importante, ce qui implique une pollution du câble de terre plus importante.

D'autres types de perturbations conduites sont liés au phénomène des surtensions dû à la réflexion d'onde sur le câble reliant l'onduleur au moteur ainsi qu'au phénomène de la tension sur l'arbre et du courant dans les roulements. Ces perturbations seront explicitées au § 2.2.2.

2.1.2 Contributeurs aux perturbations rayonnées

Dans un SEVV, la haute vitesse de commutation des IGBT cause des dv/dt et di/dt élevés ce qui produit un champ électromagnétique dans l'espace. Par ailleurs, les oscillations de tension et de courant dues aux imperfections dans les circuits de puissance causent également des émissions de champ.

Outre les composants semi-conducteurs et les imperfections, notons que les connexions, les fils apparents et les différentes boucles des circuits se comportent comme des antennes d'émissions de champs du fait de la haute fréquence de fonctionnement. Le câble reliant le moteur à l'onduleur régite des surtensions HF dues à la réflexion d'onde et constitue à son tour une autre source de rayonnement; §2.2.

Hormis les champs 'proches' de fréquences multiples de fréquence de fonctionnement, il existe ceux dus à la commande qui utilise des circuits microprocesseurs et microcontrôleurs à fréquences élevées de l'ordre de 100 MHz. Ces circuits sont, en effet, les principales sources de rayonnement en champ couplé (Cocquerelle, 1999).

2.1.3 Impératifs de mitigation en vigueur

En pratique, les constructeurs utilisent des moyens de durcissement ainsi que des directives normatives basées sur des règles de l'art afin de minimiser les IEM. Parmi ces règles, certaines concernent le routage des circuits imprimés, le blindage et le filage des cartes électroniques ; d'autres concernent des dispositions à prendre au niveau de l'installation du circuit de puissance et du cheminement des câbles. On cite ci-après quelques exemples, sachant que la liste n'est pas exhaustive:

- Une bonne mise à la terre (MALT)

- Une disposition adéquate des panneaux de contrôle et du convertisseur
- Mise en place des noyaux sur les conducteurs d'alimentation (Inductance ou transformateur en mode commun)
- Utilisation d'un réseau stabilisateur d'impédance de ligne (LISN)
- Respect des distances normatives entre les conducteurs de puissance et ceux de commande
- Groupement des trois fils de puissance avec le conducteur de protection en un seul câble
- Utilisation de câbles blindés, en assurant leur mise à la terre à chaque extrémité.

2.1.4 Problématique des IEM

La difficulté du traitement des IEM conduites réside sur la nécessité d'intégrer les différents contributeurs aux couplages par diaphonie et par impédance commune :

- Tenant compte des couplages capacitifs, la représentation de plusieurs circuits voisins peut se faire en intégrant les capacités parasites existantes entre chaque conducteur et la masse puis celles existantes entre les circuits. Par exemple, le couplage capacitif entre les circuits 1 et 2 présentés sur la figure 2.2, peut être représenté tel qu'indiqué sur la figure 2.3.

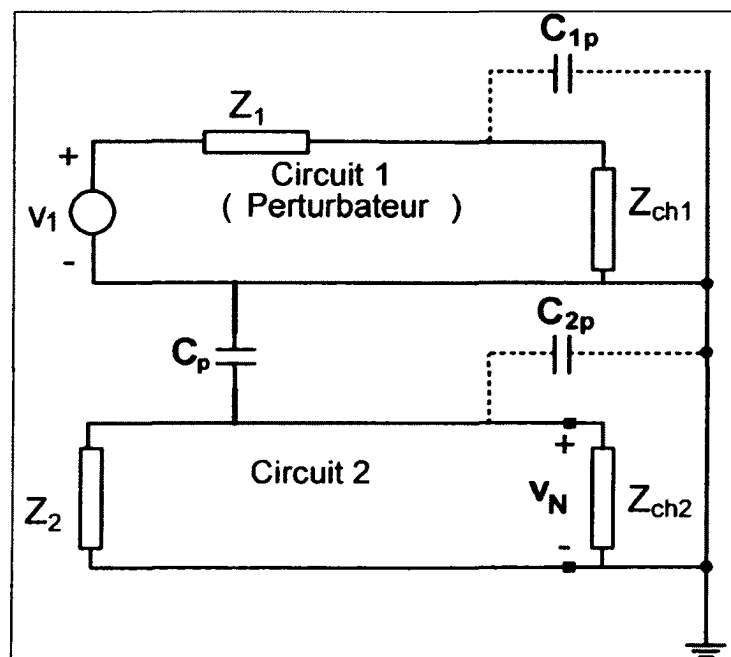


Figure 2.2 Illustration de la diaphonie capacitive.

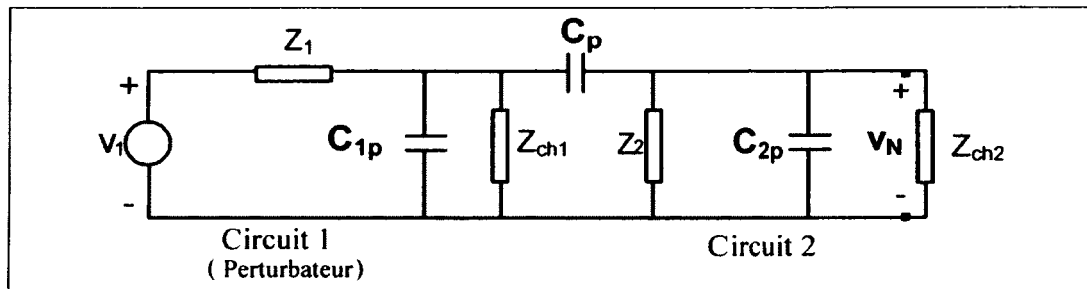


Figure 2.3 Représentation de couplage capacitif entre deux circuits.

- Tenant compte des couplages inductifs, la représentation de plusieurs conducteurs voisins peut se faire en intégrant les impédances propres à chaque conducteur ainsi que les inductances mutuelles entre les conducteurs. La figure 2.4 représente un couplage inductif entre deux circuits, où:

V_1 : Tension perturbatrice du circuit 1

Z_1 (resp. Z_2) : Impédance de la source du circuit 1 (resp.2)

L_1 (resp. L_2) : inductance du circuit 1 (resp.2)

M : Inductance mutuelle entre les deux circuits

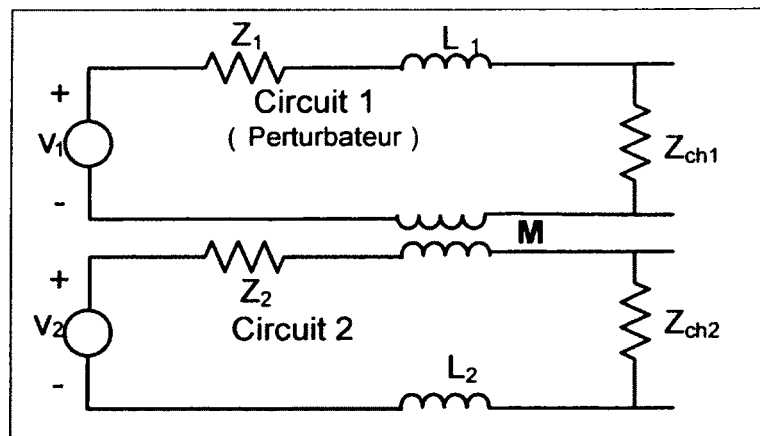


Figure 2.4 Représentation de couplage inductif entre deux circuits.

Le traitement des IEM rayonnées présente trois difficultés principales:

- La première repose sur l'évaluation des champs couplés ou non;

- La deuxième repose sur la nécessité d'intégrer l'aspect géométrique du système;
- La troisième repose sur la complexité des méthodes de calcul en vigueur.

Donc, afin de traiter le problème, il y a lieu, avant tout, d'adopter une approche qui doit avoir une application industrielle. Elle doit, en effet, viser le développement d'un outil de conception permettant la prise en compte des IEM. La problématique relative à la réalisation d'un tel outil, réside même sur le cahier des charges auquel cet outil doit répondre afin qu'il ait une application industrielle. En effet, l'outil à développer doit avoir quelques propriétés appropriées; on en cite:

- L'outil doit prédire les IEM dans un SEVV
- L'outil doit donner des résultats quantitatifs
- L'outil doit pouvoir être utilisé à n'importe quel stade de conception
- Il doit pouvoir être utilisé séparément pour n'importe quel constituant du système.
- Il doit avoir d'autres caractéristiques qui rendent possible son utilisation par les différents intervenants dans un SEVV.

Parmi les caractéristiques, notons la rapidité de traitement. En effet, il est prévu que l'outil sera utilisé à toutes les étapes de la conception et devra toucher à un plus grand nombre de décisions élémentaires. Il est donc important de pouvoir répondre quasiment en temps réel, sinon son utilisation serait très limitée. Un autre point important, lié à cette rapidité de traitement, est que l'outil doit être capable de traiter simultanément un nombre donné de solutions concernant la répartition des contraintes électromagnétiques qui font, d'ailleurs, l'objet de son utilisation.

2.2 Problème de surtensions transitoires sur le câble

Dans les systèmes d'entraînement à commande MLI, des pointes de tension HF se produisent le long du câble reliant le moteur à l'onduleur, pendant les périodes de commutation. Le problème s'aggrave avec la rapidité du temps de montée des impulsions générées par l'onduleur et les effets de ligne de transmission.

Les impacts des surtensions transitoires HF dues à la réflexion d'onde sur le câble, peuvent être aussi bien d'ordre électrique, mécanique et IEM. Elles peuvent se résumer comme suit:

- a. Elles endommagent l'isolation du moteur (Persson 1992; Melhorn and Tang 1995).
- b. Elles créent un problème d'oscillation du couple et un problème d'échauffement (Swam, M. et al. 1998)
- c. Ces surtensions sont sources de tension sur l'arbre du moteur, ce qui a pour effet d'induire un courant dans les roulements du moteur et de les endommager (Busse 1996; Erdman, Kerkman et al. 1996)
- d. Elles rayonnent de l'énergie électromagnétique qui perturbe à la fois le fonctionnement du moteur et les équipements électroniques avoisinants (Ogasawara, Ayano et al. 1997; von Jouanne, Zhang et al. 1998)
- e. Ces surtensions sont sources de perturbations de courant de mode commun (von Jouanne, Zhang et al. 1998 ; Skibinski 1997; Mutoh and Ogata 2004; Serporta, Tine et al. 2000)
- f. Ces surtensions sont aussi sources de perturbations de courant de mode différentiel MD (Amarir et al. 2008)

2.2.1 Impact sur le système d'isolation

Dans les systèmes à commande MLI, les systèmes d'isolation du moteur (et du câble) sont soumis à des contraintes diélectriques plus élevées que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Le problème s'aggrave avec la rapidité du temps de montée des impulsions générées par l'onduleur et la longueur du câble d'alimentation du moteur.

Dans le cas d'une alimentation par convertisseur de type source de courant à commutation lente (généralement pourvus de thyristors), des pointes de tension se produisent dans le moteur pendant la période de commutation, soumettant l'isolation principale et l'isolation entre spires à des contraintes. Les pointes de commutation ne présente en principe pas de danger pour le système d'isolation, dans la mesure où leur temps de montée est relativement long et le taux de répétition relativement faible.

Par contre, dans le cas d'une alimentation par onduleur source de tension à commutation rapide (pourvu par exemple d'IGBT), les gradients de tension peuvent soumettre l'isolation, entre les conducteurs du câble et l'isolation entre spires du moteur, à des contraintes significatives. Au niveau du moteur, ces contraintes présentent un danger surtout pour les bobines d'entrée. La contrainte diélectrique de l'isolation des enroulements est déterminée par la tension crête à crête, le temps de montée court, le taux de répétition élevée des impulsions, les caractéristiques et la longueur du câble de liaison entre l'onduleur et le moteur, ainsi que par la conception des enroulements.

Les impulsions à la sortie de l'onduleur sont réellement de forme trapézoïdale et présentent donc des temps de montée t_r et de descente t_d . Dans le cas où des IGBT sont utilisés, ces temps sont très courts et peuvent atteindre des valeurs inférieures à 100 ns. La fréquence équivalente à ce temps de montée est donnée par la formule (2.1); soit une fréquence à environ 3.18 MHz. Par ailleurs, la fréquence porteuse typique des SEVV industriels génère de 2000 impulsions à 16000 impulsions par secondes (2-16kHz), ce qui a pour effet d'aggraver le risque de destruction des isolations.

$$f_r = \frac{1}{\pi t_r} \quad (2.1)$$

2.2.2 Impact sur les perturbations conduites

Le transitoire des impulsions est source de tensions perturbatrices et de courants parasites aussi bien en MC qu'en MD, qui se répètent à la fréquence de modulation de l'onduleur.

La tension en mode commun est inhérente à la topologie et à l'algorithme de commande du convertisseur source de tension. Elle consiste en particulier en des composantes en fréquence relatives au contenu harmonique de la tension de sortie. Sa valeur de crête se situe dans la plage de 50% de la tension en courant continu dans le circuit intermédiaire du convertisseur.

Avec un câble long, cette valeur peut atteindre et même dépasser 100% de la tension du lien à courant continu.

Les tensions de MC sont les plus gênantes. En effet, ces tensions génèrent par diaphonie capacitive des courants en MC. Même en absence de surtensions, chaque impulsion fournie par l'onduleur est accompagnée naturellement d'impulsions de courant de MC 'sinusoïdale' amortie à des fréquences de plusieurs MHz. Ces impulsions oscillatoires sont dues aux diverses capacités parasites des semi-conducteurs et des connexions. L'amplitude du courant de MC dépend de l'impédance, en particulier de la réactance, du circuit de mode commun ; la norme CEI 60034-17 donne un modèle de circuit de mode commun à la page 36.

Les surtensions haute fréquence dues à la longueur du câble sont également accompagnées, non seulement de tension et courants parasites en MC, mais également, comme on verra plus loin, de courants parasites en MD (Amarir et al. 2008). Ces courants parasites de MC et de MD peuvent perturber par diaphonie inductive, par impédance commune et par rayonnement les signaux des lignes voisines, les capteurs et les cartes électroniques.

2.2.3 Impact sur le système mécanique

On a constaté que 30% de pannes des moteurs fonctionnant avec une tension sinusoïdale à 60 Hz sont dues au courant induit dans les roulements (Erdman, Kerkman et al. 1996). On peut facilement imaginer qu'avec une commande MLI, ce pourcentage doit être encore plus élevé. Ce courant est le résultat du phénomène de la tension induite sur l'arbre. Cette tension sur l'arbre a deux sources de base, à savoir l'induction électromagnétique et le couplage électrostatique.

2.2.3.1 Interprétation du problème

Afin d'expliquer ce problème, notons que dans un moteur électrique, il existe différents couplages capacitifs qu'on représente par leurs capacités C_{xy} comme indiqué sur la figure 2.5, à savoir:

- Entre les spires d'un même enroulement au stator ou au rotor (C_{ss}), (C_{rr})
- Entre les enroulements du stator d'une part et ceux du rotor d'autre part (C_{sr})
- Entre les enroulements du stator et l'arbre du moteur (C_{sa})
- Entre les enroulements du rotor et l'arbre du moteur (C_{ra})
- Entre les enroulements du stator et le châssis (C_{sc})
- Entre les enroulements du rotor et le châssis (C_{rc})
- Entre les roulements et l'arbre (C_{ba})
- Entre les roulements et le châssis (C_{bc})

Le couplage électrostatique entre les enroulements du rotor et du stator ainsi que le châssis du moteur cause une tension sur l'arbre du moteur. Les billes des roulements ne sont pas en contact direct avec les parois internes des roulements, tenant compte de la présence de la graisse. Celle-ci présente, en effet, une certaine isolation et donc une impédance qui dépend à la fois de la fréquence et de la vitesse de rotation du moteur, mais elle est difficile à exprimer.

Avec la commande MLI, et en présence de cette isolation due à la graisse, une charge électrique s'accumule sur le rotor. Suite à cette accumulation de charge, le rotor développe une tension en pratique de quelques dizaines de volts. Lorsque cette tension dépasse la capacité diélectrique de la graisse, une décharge électrique se produit du rotor vers la terre en passant successivement par les roulements et le châssis (qui est relié à la terre). C'est cette décharge qui est à l'origine de certaines pointes de courant dans les billes, qu'on peut constater de façon fréquente et répétitive. Ce courant peut être visualisé en court-circuitant les roulements à la terre et en captant le courant sur la liaison ainsi réalisée (Erdman, Kerkman et al. 1996).

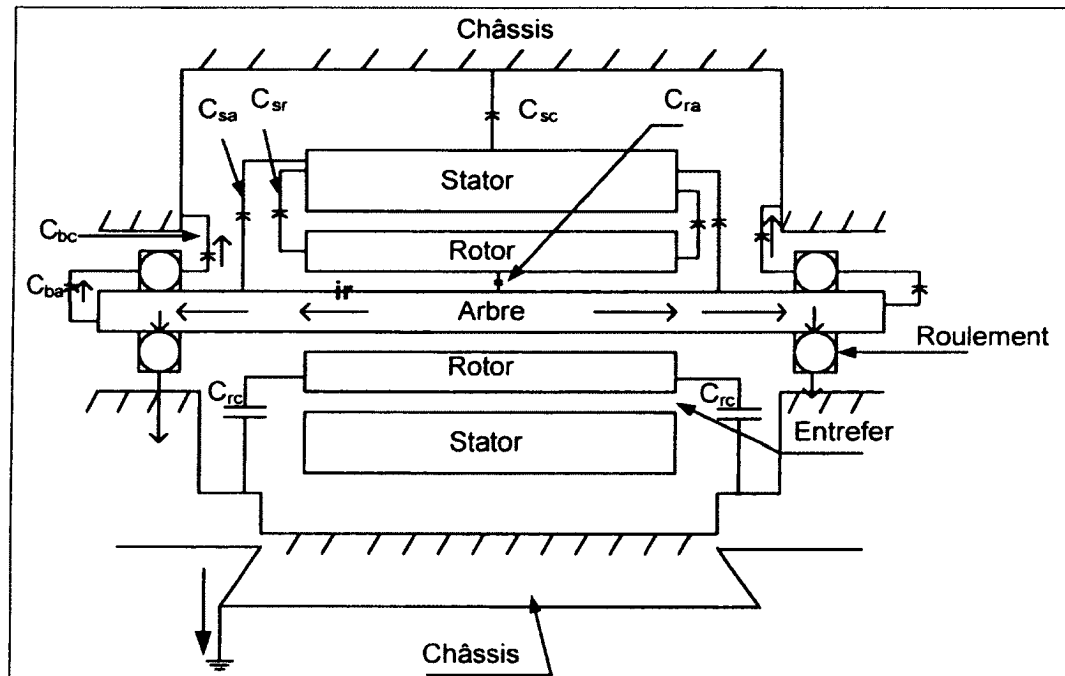


Figure 2.5 Couplage capacitif et chemin du courant dans les roulements.

2.2.3.2 Effet du courant dans les roulements

Ce courant a pour effet de corroder les billes et donc d'endommager le système mécanique. Le premier signe de détérioration est le bruit dans les roulements. En effet, la circulation dans les billes des pointes du courant dues à la décharge électrostatique explicitée ci-haut, crée, au bout d'un temps relativement court, des piqûres de corrosion suite auxquelles les billes vont libérer des particules de métal dans le lubrifiant.

Plus des particules de métal sont libérées, plus le lubrifiant devient moins isolant et donc la décharge électrostatique devient plus intense. Ceci accélère la destruction des billes. On peut donc conclure que le courant dans les roulements affecte leur endurance et réduit de beaucoup leur durée de vie.

2.3 Avancement de la recherche durant la dernière décennie

2.3.1 Recherches régissant le problème des surtensions dues à la réflexion d'onde

Au cours de la dernière décennie, l'application de la théorie de la propagation d'onde dans des systèmes d'entraînement a été entamée par plusieurs chercheurs. L'analyse qualitative relative au phénomène de surtension, dû à la longueur du câble, a fait l'objet de certains articles (Swam, M. et al., 1998), (Daugherty et Wennerstrom, 1991), (Powers, 1994), (Rainville 1998). Ces analyses montrent que, de manière générale, la tension crête peut atteindre, et parfois dépasser le double de la tension continue à l'entrée de l'onduleur (soit 2 p.u; la tension du lien à courant continu étant la base). Les facteurs qui contribuent à une surtension supérieure à 2 p.u ont été étudiés qualitativement par Von Jouanne (von Jouanne, Enjeti et al., 1995). Plusieurs auteurs ont étudié l'impact de ce phénomène sur le moteur et/ou le câble (Swam, M. et al., 1998), (Persson 1992), (Saunders, Skibinski et al., 1996). D'autres auteurs se sont concentrés sur la modélisation du moteur à haute fréquence et ont recouru à des méthodes connues de propagation d'onde pour analyser les surtensions aux bornes du moteur (Skibinski et al., 1998), (Naik, R. et al, 2001), (Moreira, A.F. et al., 2002).

Récemment, deux approches ont été rapportées dans la littérature: Dans un article de Oriti (2002), l'équation connue de Telegrapher [2] a été utilisée pour une excitation sinusoïdale en régime permanent, afin d'analyser la réponse en fréquence du câble. La tension à la sortie de l'onduleur est décomposée en plusieurs formes d'ondes sinusoïdales en utilisant la transformation rapide de Fourier (Fast Fourier Transform : FFT). La réponse de l'ensemble câble-moteur constitue la somme de ses réponses à chaque harmonique sinusoïdale de la tension MLI générée par l'onduleur. Dans l'article de Skibinski (2002), une méthodologie a été proposée pour la mesure des caractéristiques du câble à haute fréquence en utilisant l'analyse de Maxwell par éléments finis 2D (AEF). Cette méthodologie est privilégiée par rapport à la mesure au moyen d'un LCR mètre dans le but i) de tenir compte des différentes configurations géométriques des câbles de puissance (pour avoir des résultats plus précis) et ii) d'éliminer les tests de câbles à la fois compliqués et coûteux. Toutefois, en utilisant la méthodologie AEF, les paramètres mesurés du câble ont été appliqués à divers types de modèles connus de câble (y compris le modèle de ligne de type π . à l'aide de 5 à 20 branches LC avec insertion de la résistance) pour analyser les courants en MC et les surtensions en MD dans les systèmes d'entraînement.

Concernant les moyens de mitigation, certains auteurs ont proposé certaines techniques, dédiées spécialement à la conception des filtres de sortie capable d'égaliser l'impédance caractéristique du câble (Von Jouane et al., 1996), (Ogasawara et al., 2000), (Akagi et al. 2006). Ces techniques deviennent de plus en plus conventionnelles, utilisant des composants passifs (Swam et al., 1998), (Von Jouanne et al., 1996); on en cite :

a- *Le filtre égalisateur d'impédance du câble* : Il est connecté en parallèle avec le moteur. Il est dimensionné de manière à ce que l'impédance de charge Z_R soit rendue égale à l'impédance caractéristique du câble Z_C . Pour des longueurs inférieures à 500 pi, la conception est indépendante de la longueur et les pertes sont presque constantes pour une charge variable. Mais, son utilisation demeure impossible comme dans le cas des pompes immergées.

b- *Le filtre passe-bas* : Il est connecté à la sortie de l'onduleur et il est conçu pour réduire le dv/dt en dessous d'une valeur critique (Von Jouanne et al., 1996). Sa conception dépend de la longueur du câble et les pertes dépendent de la puissance du système.

c- *La réactance série* : Elle fonctionne comme un dispositif de limitation de courant mais aussi comme filtre pour les formes d'ondes MLI, réduisant le dv/dt et atteignant le bruit électrique. Typiquement, une réactance de 5% est utilisée ce qui est encombrant. De plus, elle affecte la performance transitoire du système et réduit la composante fondamentale de la tension aux bornes du moteur.

d- *Action sur l'isolation du moteur* : À part les filtres, d'autres solutions ont porté sur l'amélioration de l'isolation du moteur. On donne comme exemple une autre solution qui consiste à utiliser un revêtement fait d'une isolation aimantée. Cette isolation a été testée en utilisant une paire torsadée à 20 kHz, 1500 Vcrête soit avec 0.05 μ s de temps de montée et un rapport cyclique de 50% (Yin, Bultemeier et al. 1994). L'intérêt de cette solution, c'est qu'elle était réalisée sans augmentation significative de l'épaisseur d'isolation.

Notons que toutes ces solutions n'ont quand même pas un apport significatif sur le problème de la tension d'arbre. Par ailleurs, elles ne contribuent que très partiellement à la réduction des IEM en mode conduit et rayonné.

2.3.2 Recherches sur le problème du courant dans les roulements

Les techniques de mitigation proposées pour les courants dans les roulements ont porté pratiquement sur tous les contributeurs à ce problème. On donne ci-après quelques solutions:

a- *Mise à la terre du rotor* (Von Jouanne, Zhang et al., 1998): Au moyen d'un balai, on relie l'arbre du moteur au châssis. Ceci permet en effet, d'assurer une très faible impédance entre l'arbre et le châssis afin de les mettre au même potentiel. Le châssis étant relié à la terre, le potentiel de l'arbre se trouve au potentiel nul. Ainsi, le courant dans les roulements est éliminé. Notons que cette solution est efficace mais présente deux inconvénients:

- La MALT du châssis est nécessaire dans cette solution
- Le balai nécessite beaucoup d'entretien.

b- *L'utilisation de roulements isolants* (Busse, Erdman et al., 1997): Les roulements utilisés sont à base de céramique. La tension sur l'arbre du moteur va exister mais le chemin du courant va être bloqué. Cette solution est très dispendieuse parce qu'il faut combiner la céramique avec un matériau non magnétique pour garantir une rigidité mécanique très élevée. Même si le courant ne traverse plus les roulements, il y a toujours un risque à ce que le courant trouve un autre chemin destructif.

c- *L'utilisation d'une graisse conductrice* (Busse, Erdman et al., 1997): Une graisse conductrice permet d'avoir une impédance faible du chemin à travers le lubrifiant. Elle protège donc le rotor contre une charge excessive et par suite les roulements contre les pointes de courant. Toutefois, cette solution demeure non efficace parce qu'une graisse contenant du métal constitue aussi un danger pour les roulements. Par ailleurs, quoique les décharges

électrostatiques soient éliminées, on a toujours une circulation de courant dans les roulements.

d- *L'utilisation d'un écran de Faraday* (Busse, Erdman et al., 1997): L'écran de Faraday a pour rôle de bloquer le couplage électrostatique entre le stator et le rotor. Les essais réalisés ont montré que cette solution réduit de 98% le niveau de potentiel de l'arbre du moteur. L'idée est survenue lorsqu'on a établi (Erdman, Kerkman et al. 1996) un modèle simplifié décrivant la décharge électrostatique du rotor; figure 2.6. Ce modèle a permis de conclure que pour éliminer la tension sur le rotor, il suffit de rendre infinie la capacité C_{sr} . Ceci est possible en insérant un écran électrostatique entre le stator et le rotor. Cet écran a été réalisé en utilisant un ruban de papier adhésif en cuivre qu'on a installé le long du stator ; l'écran a été relié au châssis. Les essais ont montré que cette solution réduit de plus de 50% le potentiel de l'arbre. Par ailleurs, si on relie également les roulements à la terre, ce potentiel devient quasiment nul.

e- *Autres solutions actives*: On en cite comme exemple le pont onduleur dit dual (Ogasawara, Ayano et al., 1998). Cet onduleur a été conçu pour générer une excitation balancée du moteur à induction. Ainsi, le système ne génère plus de tension de mode commun. On note que cet onduleur permet une réduction significative des perturbations électromagnétiques conduites et une réduction mineure des perturbations en mode rayonné.

Suivant cette interprétation, et afin d'éliminer le courant dans les roulements du moteur, on peut dire que trois champs de conception d'une technique passive, suscitent encore des investigations, à savoir:

- Interrompre la décharge électrostatique même au niveau de la source de tension.
- Interconnexion d'impédance au niveau des roulements, pour bloquer le courant.
- Une nouvelle conception des roulements.

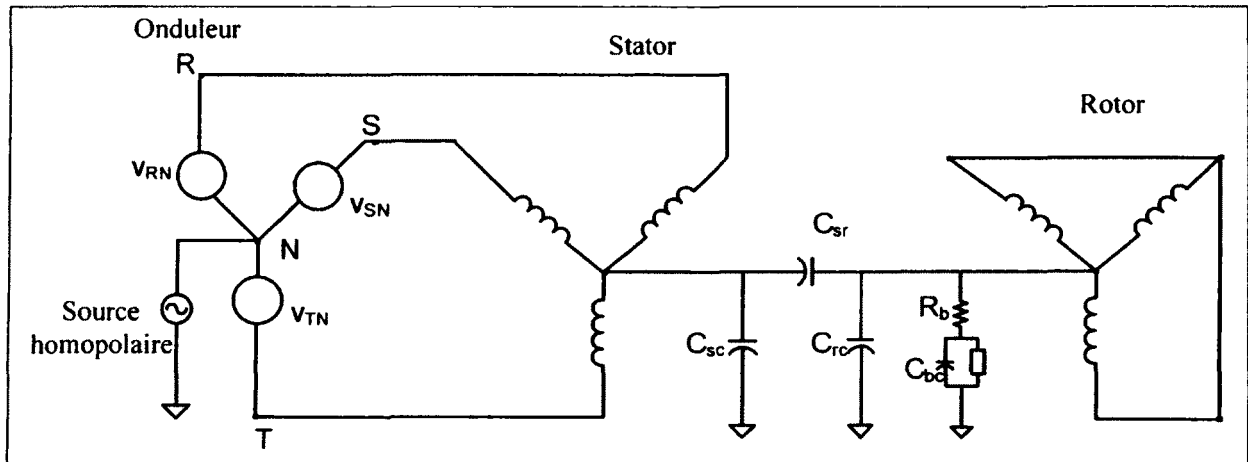


Figure 2.6 Modèle du couplage au niveau du moteur.

2.3.3 Recherches sur le problème des IEM conduites HF

Rappelons que, comme explicité aux paragraphes précédents § 2.1.1, § 2.1.2 et § 2.2.3, les perturbations électromagnétiques étaient dues aux raisons suivantes:

- Le niveau élevé de la fréquence de fonctionnement et des harmoniques
- La grande vitesse de commutation des interrupteurs
- Les imperfections dans les semi-conducteurs
- Les capacités parasites
- Les surtensions dues à la réflexion d'onde dans le câble
- La tension sur l'arbre du moteur et le courant dans les roulements
- La sensibilité des circuits numériques utilisés pour le contrôle et la régulation.

Ces perturbations sont donc présentes sur les lignes d'énergie et sur les liaisons de transfert des données. Plusieurs auteurs ont traité des moyens de mitigation dont certains sont déjà en vigueur (Busse, 1996), (J. K. Erdman, R.J.; Schlegel, D.; Skibinski, G., 1995), (J. M. K. Erdman, R.J.; Schlegel, D.W.; Skibinski, G.L., 1996), (Huibin Zhu; Jih-Sheng Lai; Hefner, ; Leggate, 1999), (Skibinski, 1999, 2001). Outre les moyens de durcissement et les techniques traditionnelles vues au §2.1.3, on donne ci-après d'autres techniques spécifiques:

2.3.3.1 Cas des entrées d'alimentation

Les courants HF peuvent être réduits à la conception et aussi lors de l'installation d'un SEVV par les méthodes suivantes :

- À la conception, en freinant les commutations des transistors MOS ou IGBT de puissance en agissant sur le circuit d'aide à la commutation (CALC). Cette action sur le CALC ne peut être faite que lorsque la fréquence de fonctionnement et les impératifs de performance l'autorisent. Notons par ailleurs, que cette action peut causer des pertes supplémentaires.
- Lors de la conception des cartes électroniques, en intégrant des filtres d'entrée plus ou moins complexes, constitués de selfs et de condensateurs discrets.
- Lorsqu'un système est déjà installé, en disposant, à l'entrée des cartes, sur les câbles et en mode commun, des tores ou manchons de ferrite fendus.
- Pour le circuit de puissance, en mettant en place un filtre secteur (réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL).

Notons que le RSIL est installé entre la source et le SEVV et a pour rôle d'éliminer les effets de l'impédance de ligne pour réduire les IEM conduites. Toute mesure éventuelle de perturbations conduites nécessite l'utilisation d'un filtre secteur (Murai, Kubota et al., 1992), (Ogasawara et Akagi, 1996). La figure 2.7 donne un exemple d'un système utilisant un RSIL et des condensateurs de filtrage du côté de la source et un transformateur en MC entre l'onduleur et le moteur.

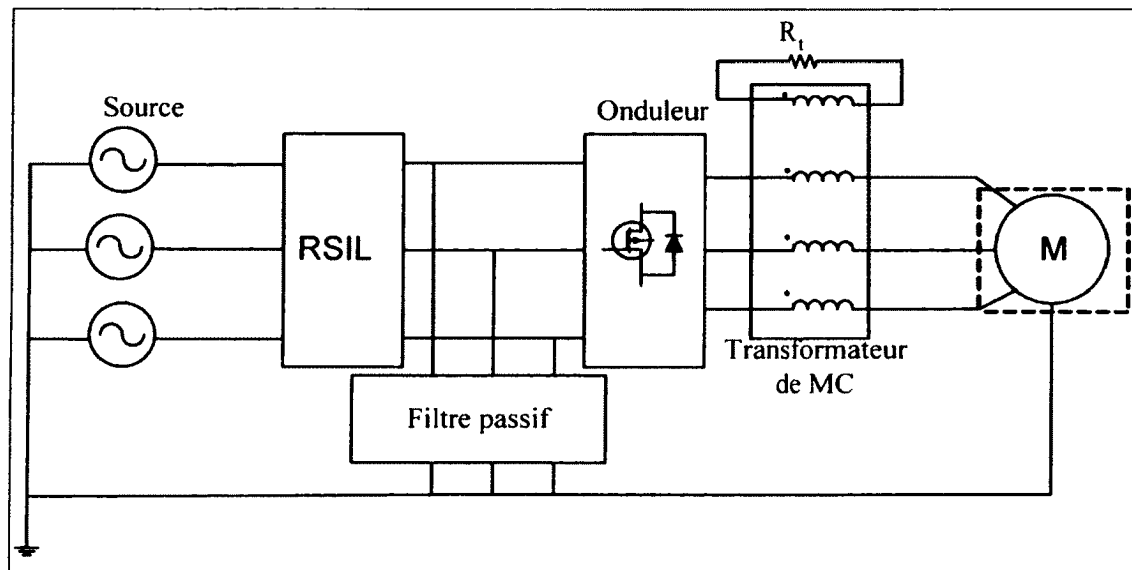


Figure 2.7 Transformateur de MC.

2.3.3.2 Cas des entrées et sorties de données numériques

Dans ce cas, la réduction des perturbations est assurée par l'emploi de condensateurs de traversée et de réseaux d'inductances le plus souvent en implantation CMS. On peut également utiliser des réseaux de cellules RC équivalents à des filtres passe-bas en entrée et sortie de carte. On trouvera également des systèmes plus complets et plus sophistiqués comme les connecteurs 'Sub-D filtrés', à structure capacitive.

Une autre solution efficace pour conférer une immunité supplémentaire aux cartes électroniques consiste à employer des ferrites disposées sur le fil. On réalise par ce moyen l'équivalent d'une inductance variable avec la perméabilité du matériau, la géométrie et le nombre de tours. Il existe des connecteurs 'Sub D' qui sont munis de platines de ferrite réalisant autant d'inductances que de broches du connecteur. Il existe aussi des manchons plats pour les napes des 'Bus Data'. Notons enfin, l'existence aussi de filtre en T en CMS.

2.3.3.3 Autres contributions

Nobuyoshi Mutoh (Mutoh, N. et M. Ogata, 2004) a proposé deux techniques pour contrôler les IEM dans un SEVV. Une des deux méthodes consiste à contrôler le courant en MC en

shuntant le châssis du moteur aux radiateurs du convertisseur et à la carcasse de la machine à la source. Elle se base sur le fait que les bruits de MC générés par le convertisseur de puissance peuvent être contrôlés entre la masse et la terre.

Certains auteurs comme (Ogasawara, S., H. Ayano, et al., 1997)) ont confirmé que les selfs de MC et les filtres d'IEM qui sont basés sur des éléments passifs ne peuvent pas résoudre le problème efficacement. En effet, Satoshi Ogasawara (1997) avait proposé un transformateur de MC avec une bobine additionnelle court-circuitée avec une résistance tel que montré sur la figure 2.7. Ceci a permis d'étouffer les oscillations mais un courant apériodique de MC demeure.

D'autres auteurs ont essayé d'introduire des solutions actives pour éliminer le courant de terre (courant MC) ou la tension de MC: Satoshi Ogasawara (Ogasawara, S., H. Ayano, et al., 1998) a proposé un circuit actif pour l'élimination de la tension de MC générée par l'onduleur à commande MLI. Le circuit actif est inséré à la sortie de l'onduleur et a pour rôle d'imposer une tension de compensation à la même amplitude mais de sens opposé de la tension en MC produite par l'onduleur. Ce circuit permet en plus de protéger le système contre les ondes de choc. Il permet également de supprimer la tension sur l'arbre du moteur et le courant dans les roulements.

Hirofumi Akagi (Hirofumi Akagi et S. Tamura, 2004) a proposé un filtre d'IEM composé d'un filtre de MC et d'un circuit de réduction du dv/dt à la sortie de l'onduleur. Le filtre est couplé en étoile et son neutre est relié à celui du moteur. Il permet d'éliminer la tension de MC produite par l'onduleur, à partir du moteur. Par conséquent, il résout le problème de la tension sur l'arbre et les courants de MC qui en découlent.

2.3.4 Perturbations rayonnées

2.3.4.1 Impératifs pour la réduction des rayonnements

Les moyens de mitigation recommandés sont multiples, on en cite:

- Réduire le plus possible les surfaces des boucles et les longueurs des pistes.
- Éviter les pistes de haute impédance de longueur voisine d'un quart de la longueur d'onde des signaux d'excitation
- Éviter le rayonnement des câbles en filtrant les entrées et sorties du circuit de puissance et du circuit de commande, comme vu au §2.3.3.1 et §2.3.3.2
- Utiliser des câbles blindés et, si possible, blinder aussi les cartes électroniques
- Soigner les raccordements en évitant " les queues de cordons" et autres mauvaises connexions
- Adapter un réseau adéquat de connexion des masses et de la terre.

2.3.4.2 Contribution de certains articles

Notons que la réduction des rayonnements peut aussi être réalisée par l'amélioration des commutations des interrupteurs. En effet, les circuits d'aide à la commutation, adéquatement conçus permettent non seulement de limiter la surtension à l'ouverture et la surintensité à la fermeture mais aussi un amortissement suffisant des oscillations. Par ailleurs les interrupteurs résonnants ZVS ('zero voltage switching') et ZCS ('zero current switching') permettent de limiter l'apparition de gradients de tension et de courants élevés, favorisant ainsi la montée en fréquence mais également la réduction des émissions électromagnétiques.

Certains articles ainsi que des normes ont établi des recommandations incitant à l'utilisation d'un câble de terre intégré avec les conducteurs de phases ainsi que l'utilisation des selfs de MC et MD. Ogasawara, Ayano et al. (1995) se sont intéressés aux radiations émises par le câble reliant l'onduleur à commande MLI au moteur. On a procédé à des mesures des perturbations électromagnétiques en mode rayonné avec trois différentes configurations du câble :

- Le conducteur de terre est séparé de ceux des trois phases.
- Les trois phases et le conducteur de terre sont groupés ensemble dans un câble torsadé.
- Les trois phases sont sous conduit métallique utilisé comme conducteur de terre.

Les essais ont montré que les IEM rayonnées sont réduites dans les deux dernières configurations précitées. Notons aussi que d'autres essais ont montré que les émissions seraient encore plus réduites si on appliquait un transformateur de MC (ou une self de MC) entre l'onduleur et le moteur (Ogasawara, Ayano et al., 1995). Par ailleurs, ces essais ont montré que la meilleure réduction d'émission est obtenue en appliquant à la fois deux selfs dont une de MC et l'autre de MD entre l'onduleur et le moteur.

Nobuyoshi Mutoh et Ogata (2002) ont proposé une autre technique qui consiste à utiliser un circuit imprimé de 4 couches pour implanter le circuit de puissance. Il propose une disposition du câblage qui permet de minimiser le bruit en MD et surtout les émissions des radiations. En effet, la disposition de câblage proposée réduit la distance entre le condensateur du lien CC d'une part et le redresseur et l'onduleur d'autre part, ce qui a pour effet de réduire les bruits en MD. Cette disposition permet aussi des distributions de courant opposées l'une au-dessus de l'autre, ce qui réduit énormément l'émission de champ. Elle permet aussi de collecter les courants de MC dans un plan de masse et de mettre, entre ce plan de masse et la terre, une résistance susceptible de supprimer le phénomène de résonance série généré dans le chemin des courants de MC.

2.4 Conclusion

Ce chapitre a, d'abord, permis d'identifier et d'interpréter les sources des perturbations électromagnétiques et leurs impacts dans un système d'entraînement. Ensuite, il a soulevé le problème des surtensions dues à la réflexion d'onde sur le câble de puissance reliant l'onduleur au moteur. Il a été démontré que ce problème avait des effets destructifs sur l'isolation du moteur et du câble d'une part, et sur le système mécanique, d'autre part. Par ailleurs, les oscillations HF des surtensions et des courants qui leur sont associés contribuent à des émissions conduites et rayonnées.

Le chapitre a également présenté une analyse des travaux de recherche régissant les interactions électromagnétiques entre le convertisseur et le moteur dans un SEVV. Cette analyse permettra au lecteur de constater et d'évaluer l'avancement de la recherche dans ce

domaine. Elle lui permettra également de situer les contributions originales proposées dans cette thèse, qui seront présentées dans les chapitres prochains.

CHAPITRE 3

CONTRIBUTION MATHÉMATIQUE AU PHÉNOMÈNE DE SURTENSION DANS LES CÂBLES D'ALIMENTATION D'UN SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT

Le présent chapitre présente une contribution mathématique à l'étude théorique des risques potentiels des surtensions causées par des câbles longs reliant l'onduleur et le moteur. Cette contribution débute par une modélisation préliminaire du système triphasé en un circuit équivalent monophasé qui facilite l'étude des transitoires dans l'ensemble des trois phases. Elle se poursuit par un développement mathématique des expressions de la tension et du courant transitoires dans le domaine des fréquences. Elle finit par le développement de l'expression de la tension en tout point le long du câble dans le domaine temporel.

Contrairement aux méthodes existantes, ce développement permet de prédire avec précision la fréquence d'oscillation ainsi que le niveau de tension, non seulement à l'extrémité du câble, mais également en tout point le long de celui-ci. Cette contribution a facilité également le calcul de certains paramètres qui ont longtemps suscité l'intérêt des chercheurs, à savoir: le niveau maximal des pics de tension, la fréquence des oscillations et la longueur critique du câble.

3.1 Modélisation préliminaire

Dans une application typique, le redresseur alimente l'onduleur à travers un condensateur électrolytique. L'onduleur est commandé en tension et en fréquence par modulation de largeur d'impulsion pour assurer une vitesse variable, suivant une des stratégies de commande en vigueur (§ 1.10). Le moteur est alimenté avec un câble à 3, 4 ou 5 conducteurs, avec ou sans blindage. La figure 3.1 présente un système d'entraînement avec 4 conducteurs où l'écran et le 4^e conducteur sont connectés ensemble à la terre. La disposition transversale des conducteurs, leurs isolations élémentaires, l'écran et leur isolation globale, est représentée à la figure 3.1-b.

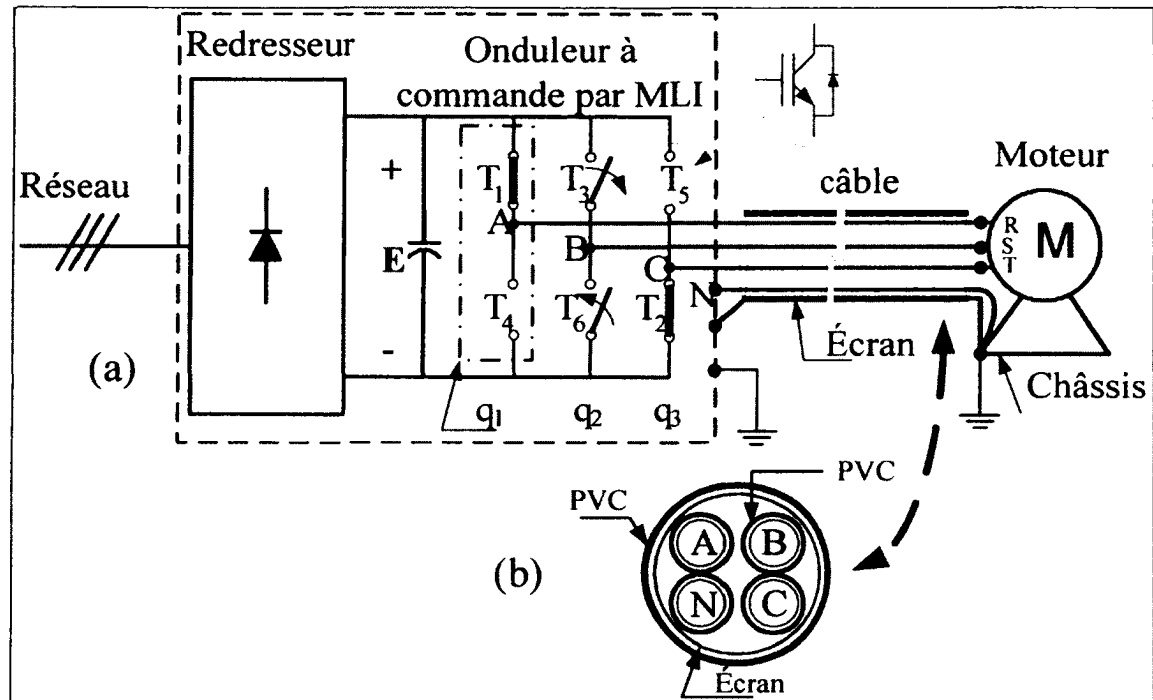


Figure 3.1 Système d'entraînement: Commutation de l'état '110' à l'état '100'.

L'état de chaque bras de l'onduleur est représenté par une variable binaire q_i ($i = 1, 2, 3$), où $q_i = 1$ (resp. $q_i = 0$) indique que l'interrupteur supérieur est fermé (resp. ouvert) et que l'interrupteur inférieur est ouvert (resp. fermé). La figure 3.1 montre en effet un exemple de commutation lorsque l'état de l'onduleur passe de l'état '110' à l'état '100'. Initialement, les IGBT T_1 , T_3 et T_2 (resp. T_4 , T_6 and T_5) étaient fermés (resp. ouverts). La variation de l'état '110' à l'état '100' se produit lorsque T_3 s'ouvre et T_6 se ferme. Tout le long du câble la tension $v_{RS}(t)$ est censée transiter de 0 à E , $v_{ST}(t)$ de E à 0; tandisque $v_{RT}(t)$ est censée rester à sa valeur initiale E , si on néglige l'effet du transitoire de l'impulsion de tension sur le courant. Autrement dit, il existe une seule phase (phase B) en transitoire alors que les deux autres phases (B et C) en régime permanent constituent son retour. Ceci est le cas de tout changement d'état comme indiqué sur le tableau 3.1. Ce dernier donne les changements d'état possibles; où les états I à VI sont les états actifs dans une commande MLI typique; v_{RS}^+ (resp. v_{ST}^+ , v_{RT}^+) représentent les valeurs futures des tensions v_{RS} (resp. v_{ST} , v_{RT}), si on considère la succession d'états tel que présenté au tableau 3.1.

D'où, afin d'étudier le transitoire d'une impulsion de tension, le SEVV peut être représenté par le circuit équivalent de la figure 3.2, où $v_s(t)$ est une tension MLI monophasée à trois niveaux qui modélise la tension entre-phases de l'onduleur; le câble est représenté par des portions infiniment petites de longueur dx ; ℓ étant la longueur du câble. Z_S est l'impédance de l'onduleur, Z_R celle du moteur vue entre phases à un point de fonctionnement. $v(x, t)$ et $i(x, t)$ sont respectivement la tension et le courant en fonction du temps à un point se trouvant à la distance x de l'onduleur; $v(x+dx, t)$ et $i(x+dx, t)$ ceux au point se trouvant à la distance $x+dx$. R (Ω/π) et G (S/π) sont respectivement la résistance et la conductance du câble par unité de longueur. L est l'inductance linéique équivalente qui tient compte des inductances mutuelles entre conducteurs actifs ainsi qu'entre conducteurs et le neutre ou encore l'écran. C est la capacité linéique équivalente vue entre-phases. De même, cette capacité tient compte des différents couplages capacitifs entre les conducteurs du câble et entre ces conducteurs et l'écran.

Tableau 3.1

Changement des états de l'onduleur

État	q_1	q_2	q_3	v_{RS}	v_{RS}^+	v_{ST}	v_{ST}^+	v_{RT}	v_{RT}^+
0	0	0	0	0	-	0	-	0	-
I	0	0	1	0	-E	-E	0	-E	-E
II	0	1	1	-E	-E	0	E	-E	0
III	0	1	0	-E	0	E	E	0	E
IV	1	1	0	0	E	E	0	E	E
V	1	0	0	E	E	0	-E	E	0
VI	1	0	1	E	0	-E	-E	0	-E
VII	1	1	1	0	-	0	-	0	-

La tension future dépend de la stratégie de la commande MLI

Cette représentation a l'avantage de considérer le système en monophasé, ce qui facilite énormément l'analyse des transitoires de la tension et du courant dans l'ensemble des trois phases. En effet, les méthodes des ondes mobiles, qui s'appliquent en monophasé, peuvent

être utilisées pour déterminer la tension aux extrémités du câble. On en cite la méthode de Bewley et celle utilisée dans EMTP. Toutefois, on propose dans ce qui suit, une méthode mathématique qui permet de déterminer la tension transitoire non seulement aux bornes du moteur mais aussi à n'importe quel point le long du câble.

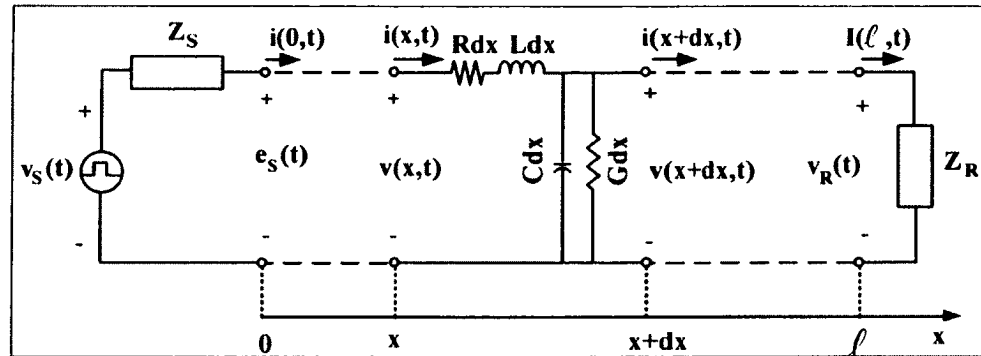


Figure 3.2 Circuit monophasé équivalent.

3.2 Développement dans le domaine fréquentiel

Les transitoires le long du câble sont évalués à chaque point par la détermination de la tension et du courant en fonction du temps pour chaque impulsion transmise par l'onduleur. Les équations décrivant la tension et le courant au point x , en fonction des paramètres du câble, sont données par le système d'équations connu (3.1). Les transformées de Laplace de $v(x,t)$ et $i(x,t)$ sont données par (3.2); où $Z(s)$ et $Y(s)$ sont connues respectivement, comme l'impédance et l'admittance, données par (3.3).

$$\begin{cases} \frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = -Ri(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -Gv(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial V(x,s)}{\partial x} = -Z(s)I(x,s) + Li(x,0) \\ \frac{\partial I(x,s)}{\partial x} = -Y(s)V(x,s) + Cv(x,0) \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} Z(s) = R + Ls \\ Y(s) = G + Cs \end{cases} \quad (3.3)$$

Avant le transitoire (à $t = 0$), $v(x,t)$ et $i(x,t)$ ne dépendent pas de x ; de plus si on considère que la tension entre-phase est censée transiter de 0 à E , alors la condition initiale est nulle: $v(x,0) = 0$. Ainsi, on peut déduire les équations aux dérivées partielles du système, données par (3.4). Si on note γ comme indiqué par (3.5), alors on déduit, de (3.4), (3.5) et (3.2), que la solution du système (3.4) peut être formulée par (3.6); $V^+(s)$ et $V^-(s)$ sont les transformées de Laplace de l'onde incidente $V^+(t)$ et celle réfléchie $V^-(t)$ respectivement. Le courant $I(x,s)$ est composé d'un courant noté $\hat{I}(x,s)$ dû à la réflexion d'onde et d'un autre noté $K(s)$ dû à la condition initiale ($i(x,0) \neq 0$). Par conséquent, l'impédance caractéristique du câble établie dans le domaine fréquentiel est donnée par (3.7). Des équations (3.6) et (3.7), on peut déduire la transformée de Laplace de la tension $V(x,s)$ et du courant $\hat{I}(x,s)$ comme donné par le système d'équations (3.8).

Notons que la décomposition de $I(x,s)$ en $\hat{I}(x,s)$ et $K(s)$ aura pour but d'extraire séparément le courant dû à la réflexion de l'onde. Le courant $\hat{I}(x,s)$ représente en effet un courant parasite en mode différentiel (MD) qui n'a pas été suffisamment discuté auparavant dans la littérature. De plus, il a souvent été confondu avec le courant total dans le câble. Nous apportons cet éclaircissement afin de pouvoir analyser avec précision l'impact de la réflexion de l'onde sur les courants haute fréquence tout le long du câble de puissance; ceci fera objet du chapitre 4.

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 V(x,s)}{\partial x^2} = Z(s)Y(s)V(x,s) \\ \frac{\partial^2 I(x,s)}{\partial x^2} = Z(s)Y(s)I(x,s) - Y(s)Li(x,0) \end{cases} \quad (3.4)$$

$$\gamma^2 = Z(s)Y(s) \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} V(x, s) = V^+(s)e^{-\gamma x} + V^-(s)e^{\gamma x} \\ I(x, s) = \hat{I}(x, s) + K(s) \\ \hat{I}(x, s) = -\frac{1}{Z(s)}(-\gamma V^+(s)e^{-\gamma x} + \gamma V^-(s)e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (3.6)$$

$$Z_c = \frac{Z(s)}{\gamma} = \left(\frac{R + Ls}{G + Cs} \right)^{1/2} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} V(x, s) = V^+(s)e^{-\gamma x} + V^-(s)e^{\gamma x} \\ \hat{I}(x, s) = \frac{1}{Z_c} (V^+(s)e^{-\gamma x} - V^-(s)e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (3.8)$$

En appliquant la loi d'Ohm à l'extrémité du câble ($x = \ell$), et en utilisant (3.8) on peut écrire les expressions (3.9) et (3.10). De même, en utilisant la loi d'Ohm à la sortie de l'onduleur, on peut écrire les expressions (3.11) et (3.12)

$$V(\ell, s) = Z_R \hat{I}(\ell, s) \quad (3.9)$$

$$V^+(s)e^{-\gamma \ell} + V^-(s)e^{\gamma \ell} = \frac{Z_R}{Z_c} (V^+(s)e^{-\gamma \ell} - V^-(s)e^{\gamma \ell}) \quad (3.10)$$

$$V(0, s) = V_s(s) - Z_s \hat{I}(0, s) \quad (3.11)$$

$$V^+(s) + V^-(s) = V_s(s) - \frac{Z_s}{Z_c} (V^+(s) - V^-(s)) \quad (3.12)$$

En isolant $V^-(s)$ dans l'expression (3.10), on détermine la transformée de Laplace de la tension réfléchiée en fonction de celle incidente. De même, En isolant $V^+(s)$ dans l'expression (3.12), et en remplaçant $V^-(s)$ par sa valeur, on détermine la transformée de Laplace de la tension incidente. $V^+(s)$ et $V^-(s)$ obtenues sont données par (3.13); où K_R et K_S sont connus, respectivement, par les coefficients de réflexion complexes aux bornes du moteur et à la sortie de l'onduleur, donnés par (13.4).

D'après (3.8) et (3.13) on déduit les expressions des transformées de Laplace de la tension et du courant à n'importe quel point x le long du câble comme donné par l'expression (3.15).

$$\begin{cases} V^-(s) = V^+(s) K_R e^{-2\gamma l} \\ V^+(s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2\gamma l}} \right) \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} K_S = \frac{(Z_S - Z_C)}{(Z_S + Z_C)} \\ K_R = \frac{(Z_R - Z_C)}{(Z_R + Z_C)} \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} V(x, s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2\gamma l}} \right) \times (e^{-\gamma x} + K_R e^{-2\gamma l} e^{\gamma x}) \\ \hat{I}(x, s) = \frac{V_s(s)}{Z_C + Z_S} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2\gamma l}} \right) \times (e^{-\gamma x} - K_R e^{-2\gamma l} e^{\gamma x}) \end{cases} \quad (3.15)$$

3.3 Méthodes pour le calcul analytique des surtensions en cas de câble sans pertes

3.3.1 Méthodes du circuit de Thévenin équivalent

Afin de déterminer les niveaux de tensions maximales dans les équipements électriques, on peut avoir recours à un modèle simple, à savoir le circuit de Thévenin équivalent. En remplaçant x par ℓ dans la première équation de (3.8), et en tenant compte de la première équation de (3.13), la tension à l'extrémité du câble s'écrit (3.16):

$$V(\ell, s) = V^+(s) (1 + K_R) e^{-\gamma \ell} \quad (3.16)$$

On en déduit que, dans le cas d'un câble sans pertes, une onde incidente V^+ partant de la source crée, après une durée égale au temps de propagation τ , une tension à la charge dont la

valeur maximale possible est donnée par (3.17), puis (3.18). En remplaçant K_R par sa valeur, on déduit que cette valeur peut s'écrire comme donnée par (3.19).

$$v(\ell, \tau) = V^+ (1 + K_R) \quad (3.17)$$

$$v(\ell, \tau) = V^+ \left(1 + \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \right) \quad (3.18)$$

$$v(\ell, \tau) = 2 V^+ \left(\frac{Z_R}{Z_R + Z_C} \right) \quad (3.19)$$

L'expression obtenue (3.19), permet de modéliser le circuit de la figure précédente par le circuit équivalent de Thévenin donné à la figure 3.3.

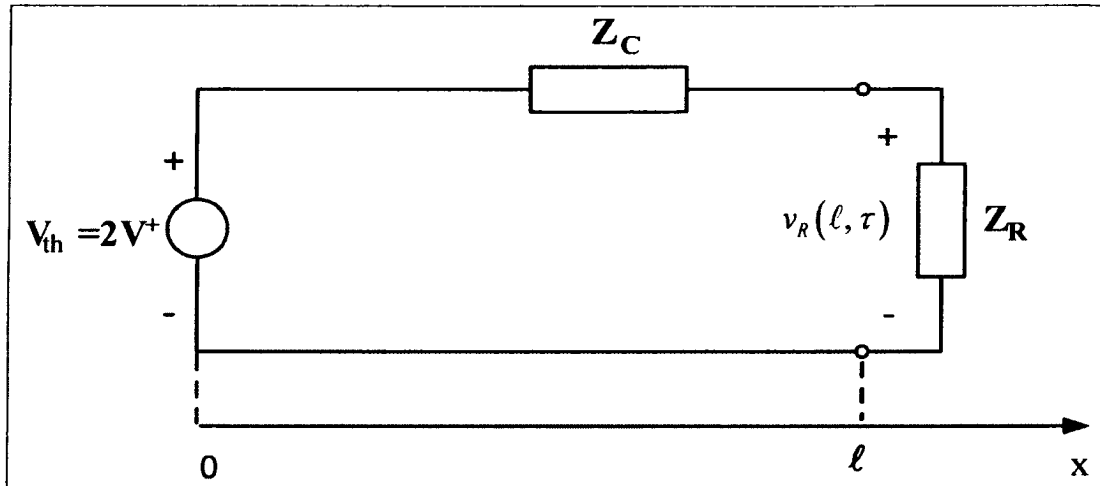


Figure 3.3 Circuit équivalent de Thévenin.

Ce modèle permet d'évaluer le niveau maximal de la surtension transitoire. En pratique, son utilisation porte sur les surtensions dues aux manœuvres d'appareillage ou de chocs accidentels. Il constitue une méthode simple pour coordonner l'isolement des équipements électriques. Toutefois, dans cette méthode, V^+ est considérée constante, égale à sa valeur crête. Elle ne peut être utilisée pour prédire la forme d'onde de la tension aux bornes du moteur.

3.3.2 Diagramme de Bewley

C'est la méthode classique pour déterminer la tension $v(x,t)$ à des points discrets le long du câble. Elle consiste à additionner toutes les tensions incidentes et réfléchies ayant franchies le point x durant l'intervalle $[0, t]$.

Désignons, respectivement, par V_k^+ et V_k^- ($k = 1,3,5,7$) les tensions incidentes et réfléchies au niveau du moteur aux instants $k\tau$. La tension aux bornes du moteur à un instant t est la somme de toutes les tensions incidentes et réfléchies survenues avant l'instant t à l'extrémité du câble. De même, la tension en un point quelconque x le long du câble est calculée par la somme de toutes les tensions incidentes et réfléchies ayant parcouru le point x avant l'instant t . Le diagramme de Bewley, appelé aussi 'Lattice Diagram', présenté sur la figure 3.4, permet d'illustrer les réflexions successives et de calculer la tension transitoire en fonction du temps.

Suivant ce principe, on propose ici de calculer la tension $v(x,t)$ suivant les équations (3.20) et (3.21), ci-après. On propose ces formules car elles donnent à la méthode de Bewley un aspect analytique et la rendent ainsi plus expressive.

Pour $n\tau \leq t < (n+1)\tau$, n entier positif, on a:

- Si n pair :

$$v(x,t) = \sum_{k=1}^{n-1} (V_k^+ + V_k^-) + V_n^+ \quad (3.20)$$

- Si n impair :

$$v(x,t) = \sum_{k=1}^n (V_k^+ + V_k^-) \quad (3.21)$$

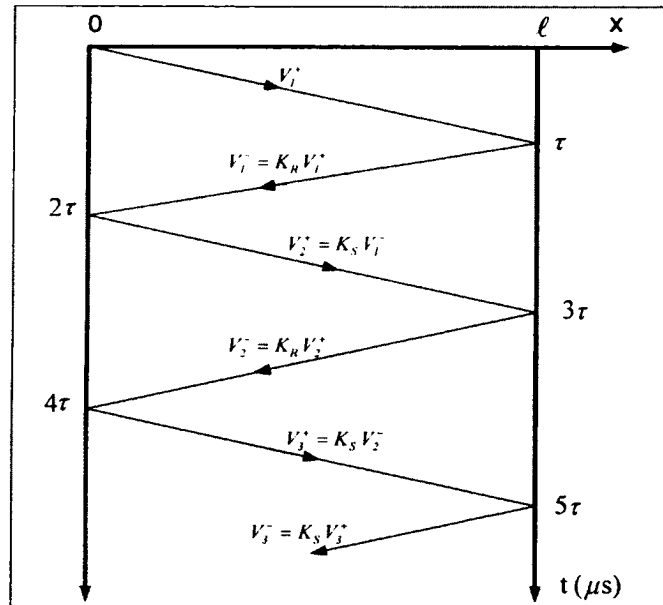


Figure 3.4 Diagramme de Bewley.

La méthode de Bewley reste limitée à une tension source constante ou à une série d'impulsions de forme carrée parfaite. Elle ne serait pas adaptée à un système d'entraînement dû au fait qu'elle ignore en particulier le temps de montée et de descente de la tension à la sortie de l'onduleur. Elle trouve intérêt principalement dans le dimensionnement de l'isolement des systèmes qui sont sensés subir des ondes de choc dont on ne connaît pas nécessairement la forme. C'est une méthode simplifiée dans laquelle on se contente de considérer comme tension incidente, celle sous forme d'un échelon qui prend la valeur crête estimée de l'onde de choc. Les systèmes ayant fait objet de cette méthode sont des équipements de haute tension ou basse tension soumis à des surtensions de manœuvre intentionnelle ou non intentionnelle. Le diagramme de Bewley a trouvé une application particulière dans la coordination de l'isolement dans des équipements exposés à des surtensions atmosphériques.

3.4 Nouvelle méthode de calcul direct

Les pertes dues à la propagation de l'onde le long du câble sont causées par les paramètres linéaires R et G qui dépendent de la fréquence. Ils ne peuvent être considérés constants si ce

n'est dans un intervalle limité de fréquence. Pourtant, dans plusieurs applications, ces pertes peuvent être considérées négligeables. Dans ce cas, γ est exprimé par (3.22), l'impédance caractéristique du câble Z_C par (3.23), la vitesse de propagation v par (3.24) et le temps de propagation τ par (3.25); l'expression (3.8) s'écrit alors comme indiqué par (3.26). Cette dernière expression montre que V^+ se déplace suivant la direction de x avec une vitesse égale à v ; V^- se déplace dans la direction inverse de x avec la même vitesse. La même remarque est valable pour leurs courants associés. Tenant compte de (3.22), (3.23), (3.24) et (3.25) l'équation (3.15) devient (3.27).

$$\gamma = s\sqrt{LC} \quad (3.22)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.23)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.24)$$

$$\tau = \frac{\ell}{v} \quad (3.25)$$

$$\begin{cases} V(x, s) = V^+(s)e^{-\frac{s}{v}x} + V^-(s)e^{\frac{s}{v}x} \\ \hat{I}(x, s) = \frac{1}{Z_C} \left(V^+(s)e^{-\frac{s}{v}x} - V^-(s)e^{\frac{s}{v}x} \right) \end{cases} \quad (3.26)$$

$$\begin{cases} V(x, s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_s} \frac{1}{1 - K_R K_s e^{-2\tau s}} \times \left\{ e^{-s\frac{x}{v}} + K_R e^{s\left(\frac{x}{v} - 2\tau\right)} \right\} \\ \hat{I}(x, s) = \frac{V_s(s)}{Z_C + Z_s} \frac{1}{1 - K_R K_s e^{-2\tau s}} \times \left\{ e^{-s\frac{x}{v}} - K_R e^{s\left(\frac{x}{v} - 2\tau\right)} \right\} \end{cases} \quad (3.27)$$

Notons que nous avons l'inégalité (3.28) puisque $|K_R| < 1$ et $|K_S| < 1$. Ainsi, le développement de Taylor-MacLaurin au point 0 de la fonction $1/(1-x)$ peut être appliqué, pour déduire de (3.27) l'expression (3.29). On peut également, pour la même raison, considérer le terme $1/(1-K_R K_S e^{-2s\tau})$ une série géométrique de raison $q = K_R K_S e^{-2s\tau}$, puisque $|q| < 1$, pour obtenir la même expression (3.29). En remplaçant x par ℓ dans (3.29), on obtient $V(\ell, s)$ comme donné par (3.30). On procède par la transformée inverse de Laplace de (3.29) pour obtenir l'expression de la tension en fonction du temps $v(x, t)$ en tout point x le long du câble donnée par (3.31). Finalement, on procède de la même façon pour l'équation (3.30) pour obtenir l'expression de la tension en fonction du temps $v(\ell, t)$ aux bornes du moteur comme donné par (3.32).

$$|K_R K_S e^{-2s\tau}| = \left| \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \right| \left| \frac{Z_S - Z_C}{Z_S + Z_C} \right| < 1 \quad (3.28)$$

$$V(x, s) = \frac{Z_C V_S(s)}{Z_C + Z_S} \left\{ e^{-s\frac{x}{v}} + K_R e^{s\left(\frac{x}{v} - 2\tau\right)} + K_R K_S e^{-s\left(\frac{x}{v} + 2\tau\right)} + K_R^2 K_S e^{s\left(\frac{x}{v} - 4\tau\right)} + (K_R K_S)^2 e^{-s\left(\frac{x}{v} + 4\tau\right)} \right. \\ \left. + K_R^3 K_S^2 e^{s\left(\frac{x}{v} - 6\tau\right)} + (K_R K_S)^3 e^{-s\left(\frac{x}{v} + 6\tau\right)} + K_R^4 K_S^3 e^{s\left(\frac{x}{v} - 8\tau\right)} + (K_R K_S)^4 e^{-s\left(\frac{x}{v} + 8\tau\right)} \right. \\ \left. + \dots + K_R^k K_S^{k-1} e^{s\left(\frac{x}{v} - 2k\tau\right)} + (K_R^k K_S^k) e^{-s\left(\frac{x}{v} + 2k\tau\right)} + \dots \right\} \quad (3.29)$$

$$V(\ell, s) = \frac{Z_C V_S(s)}{Z_S + Z_C} \left\{ (1 + K_R) e^{-s\tau} + (K_R K_S + (K_R^2 K_S)) e^{-s(3\tau)} \right. \\ \left. + ((K_R K_S)^2 + (K_R^3 K_S^2)) e^{-s(5\tau)} \right. \\ \left. + ((K_R K_S)^3 + (K_R^4 K_S^3)) e^{-s(7\tau)} \right. \\ \left. + ((K_R K_S)^4 + (K_R^5 K_S^4)) e^{-s(9\tau)} \right. \\ \left. + \dots + ((K_R K_S)^k + (K_R^{k+1} K_S^k)) e^{-s((2k+1)\tau)} + \dots \right\} \quad (3.30)$$

$$v(x, t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \times u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \right. \\ \left. + K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \times u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \right\} \quad (3.31)$$

$$v(\ell, t) = \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \left((K_R K_S)^k + (K_R^{k+1} K_S^k) \right) \times v_s(t - (2k+1)\tau) u(t - (2k+1)\tau) \right\} \quad (3.32)$$

La contribution majeure par ce développement est qu'il peut prédire avec précision la fréquence d'oscillation ainsi que le niveau de surtension à n'importe quel point le long du câble. Par ailleurs, avec cette méthode aucun algorithme n'est nécessaire et par conséquent tous les problèmes de convergence s'avèrent éliminés.

3.5 Niveau théorique maximal de surtension dans un système d'entraînement

3.5.1 Hypothèses de calcul

Soit une impulsion positive e_s à la sortie d'un onduleur, à commande MLI. Considérons que cette impulsion est parfaitement trapézoïdale comme présenté sur la figure 3.5. On y représente la montée et la descente de la tension de l'onduleur par période de commutation, entre les valeurs 0 et 1 p.u, tout en considérant que la tension du côté continu est la tension de base. Considérons aussi que l'impulsion est longue et que le temps de montée t_r est inférieur au temps de propagation τ . Le câble est supposé sans pertes et donc sa réactance est pure.

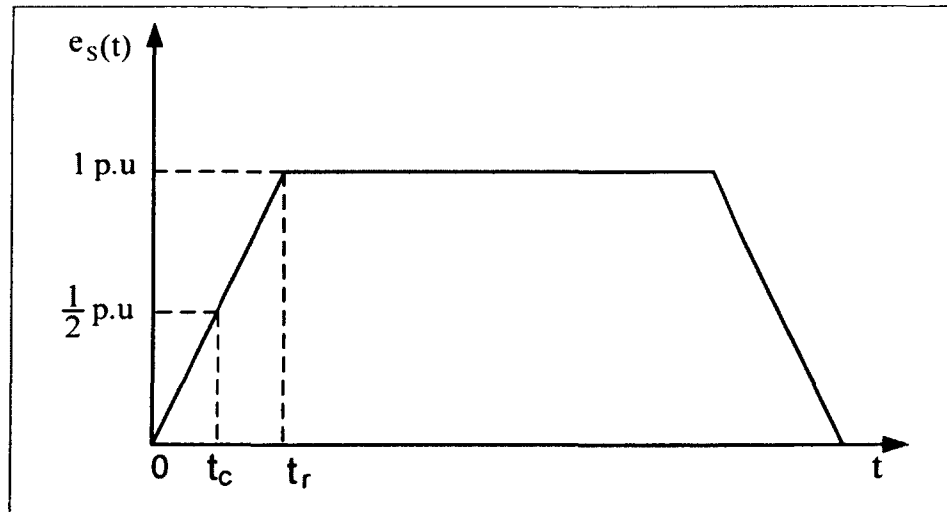


Figure 3.5 Forme idéalisée d'une impulsion de tension à la sortie de l'onduleur.

3.5.2 Niveau théorique maximal de surtension

L'expression obtenue (3.32) montre que l'impulsion résultante aux bornes du moteur se présente comme une somme infinie de termes $v_k(\ell, t)$ donné par (3.33), où k est un entier supérieur ou égal à zéro:

$$v_k(\ell, t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left((K_R K_S)^k \times (1 + K_R) \right) e_S(t - (2k + 1)\tau) u(t - (2k + 1)\tau) \quad (3.33)$$

Or, en pratique, l'impédance de l'onduleur Z_S est négligeable, du moins très inférieure à l'impédance caractéristique du câble Z_C . Par contre, celle du moteur Z_R est largement supérieure à Z_C . On en déduit que $K_R > 0$ et $K_S < 0$

Ceci montre que, selon (3.33), on a :

$$v_k(\ell, t) > 0 \quad \text{pour } k = 0, 2, 4, 6 \dots$$

$$v_k(\ell, t) < 0 \quad \text{pour } k = 1, 3, 5, 7 \dots$$

Par ailleurs, sachant que:

$$|K_R K_S| = \left| \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \right| \left| \frac{Z_S - Z_C}{Z_S + Z_C} \right| \leq 1$$

On en déduit que la valeur absolue de $v_k(|v_k|)$ est décroissante en fonction de k . Par conséquent, si on tient compte du fait que le temps de montée t_r est inférieur au temps de propagation τ , le terme positif le plus élevé est le premier terme v_0 , donné par l'équation (3.34):

$$v_0 = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} (1 + K_R) e_S(t - \tau) u(t - \tau) \quad (3.34)$$

Comme le deuxième terme v_1 est négatif, on peut conclure que le niveau maximal de surtension au niveau du moteur est donné par v_0 ; celle-ci quantifie l'effet de la première onde incidente. Le cas le plus défavorable est lorsque l'impédance du moteur est 'infinie' $K_R = 1$, celle de l'onduleur est nulle ($Z_S = 0$) et que $e_S(t - \tau)$ atteint la valeur crête (1p.u) de la

tension source. Dans ce cas, tenant compte de (3.34), sachant que l'impulsion est longue, v_0 atteint 2 p.u. On retient donc que dans un système d'entraînement la tension aux bornes du moteur peut théoriquement atteindre le double de la tension continue, sous les hypothèses du § 3.5.1.

3.6 Calcul de la fréquence d'oscillation de la tension transitoire

Une impulsion MLI traverse le câble, de longueur ℓ , reliant le moteur à l'onduleur, 4 fois par une période d'oscillation T due à la réflexion d'onde. Comme la vitesse de propagation est v donnée par (3.24), cette période T s'écrit comme indiqué par (3.35); la fréquence d'oscillation s'en déduit par (3.36).

$$T = \frac{4\ell}{v} = 4\ell\sqrt{LC} \quad (3.35)$$

$$f = \frac{1}{4\ell\sqrt{LC}} = \frac{1}{4\sqrt{L_T C_T}} \quad (3.36)$$

On conclut que la fréquence d'oscillation due à la réflexion d'onde est $\pi/2$ fois plus grande que la fréquence propre du simple circuit L_T - C_T du câble; L_T et C_T désignant l'inductance et la capacité 'totales' de toute la longueur du câble.

Ainsi, un simple modèle L_T - C_T introduit une erreur de modélisation de la fréquence d'oscillation ce qui peut même en résulter une erreur sur la tension maximale dans le cas où on a une double pulsation MLI. Il produit également une erreur sur l'amortissement et sur le temps de réponse. Ces erreurs sont d'autant plus grandes que la longueur du câble est grande. Si le câble est représenté par plusieurs sections en π , alors la fréquence sera une fonction croissante avec le nombre de sections LC utilisées. Il en résulte que le pas de calcul doit être très réduit pour obtenir des résultats précis (*la simulation utilisant des sections en π le montre*). Par ailleurs, plus le nombre de sections augmente, plus des problèmes de convergence apparaissent et plus la simulation devient lente.

3.7 Calcul de la longueur critique du câble d'un système EVV (Cas d'impulsion longue)

Tenant compte des résultats précédents, il faut prendre en considération les risques potentiels de surtensions causés par des câbles trop longs reliant l'onduleur et le moteur.

Notons d'abord que selon l'expression (3.34), le niveau de surtension maximal aux bornes du moteur dépend de K_R , τ et bien entendu de v_S .

Or :

$$\tau = \frac{\ell}{v}$$

Par ailleurs l'ordre de grandeur de v , étant estimé à 150000 km/s pour un câble isolé [2], ceci nous permet de considérer que cette vitesse est constante et ne dépend pas des longueurs de câbles usuelles. D'où, si on suppose que la vitesse v est constante, le niveau de surtension aux bornes du moteur dépend directement de la longueur ℓ du câble d'alimentation du moteur.

Définissons la longueur critique du câble est définie comme étant la longueur ℓ_c , à partir de laquelle la surtension atteint son niveau maximal. Afin de déterminer la valeur de ℓ_c , on utilisera ci-après deux méthodes : La première est qualitative, la deuxième est purement analytique. Les deux méthodes donnent exactement le même résultat.

3.7.1 Hypothèses de calcul

On considère les mêmes hypothèses que celles du § 3.5.1. Notons, par ailleurs, ce qui suit:

- e_S : Une impulsion de la tension longue, à la sortie d'un onduleur à commande PWM.
- Z_R : L'impédance équivalente du moteur à entraîner dont l'inductance L_R est supposée dominante.
- V_R : La tension à l'entrée du moteur
- Z_S : Impédance de l'onduleur supposée nulle.

3.7.2 Méthode qualitative

La tension est appliquée au système à l'instant $t = 0$; déterminons la longueur critique du câble pour limiter la tension aux bornes du moteur à 1 p.u. Pour ceci, on considère le schéma équivalent du système, donné par la figure 3.6:

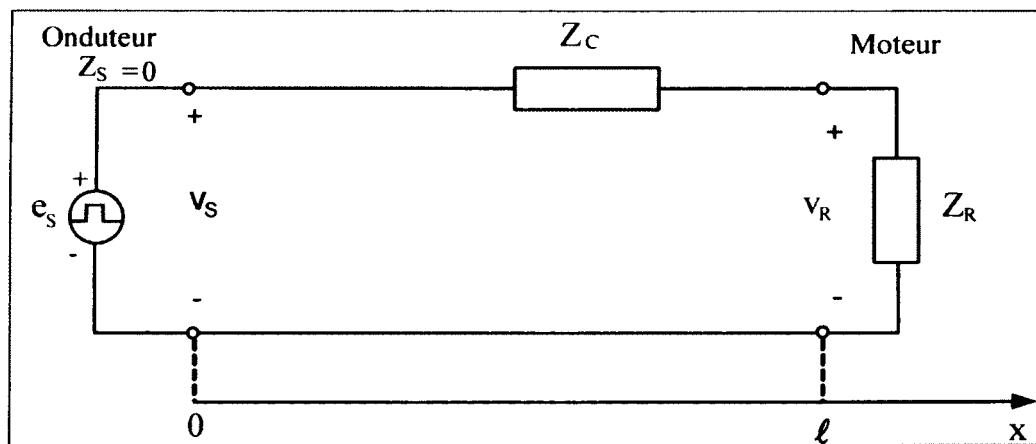


Figure 3.6 Schéma équivalent du SEVV.

Comme la fréquence transitoire est élevée, le moteur se comporte initialement comme un circuit ouvert, d'où le circuit équivalent final donné par la figure 3.7. On a donc un coefficient de réflexion égale à 1 au niveau du moteur.

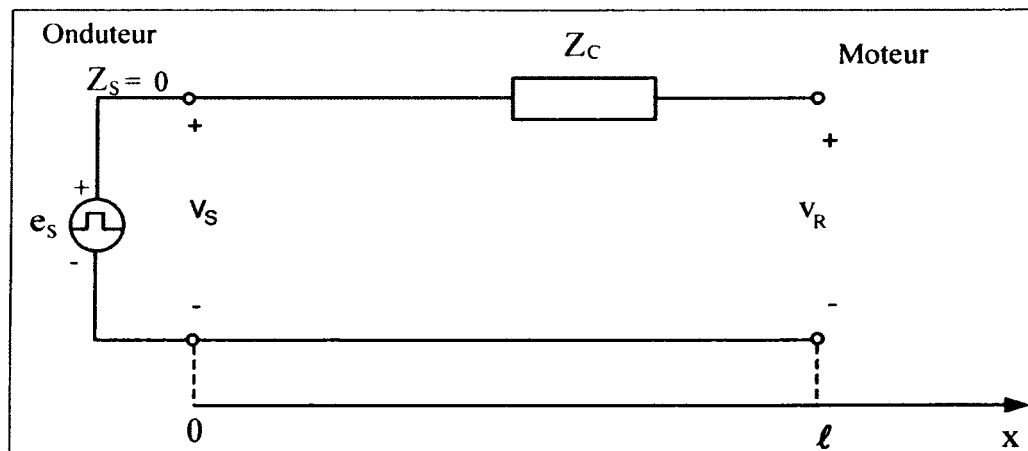


Figure 3.7 Illustration du comportement du système à l'instant $t = 0$.

Puisqu'on s'intéresse à l'amplitude maximale de la tension aux bornes du moteur, on étudiera seulement l'effet de la première onde incidente. L'application du diagramme de Bewley, tel qu'indiqué par figure 3.8, donne ce qui suit:

Pour $\tau \leq t \leq 3\tau$, la tension aux bornes du moteur s'écrit $V_R(t) = 2 e_s(t - \tau)$. On en déduit que, pour que $V_R(t)$ atteigne son maximum (2 p.u), il faut que $e_s(t)$ atteigne son maximum au plus tard à $t_r = 2\tau$. Ainsi, la longueur critique ℓ_c du câble est déterminée par $t_r = 2\tau$, ce qui implique successivement les équations suivantes:

$$t_r = 2 \frac{\ell_c}{v}$$

Ou encore :

$$\left[\ell_c = \frac{t_r}{2 \cdot \sqrt{LC}} \right] \quad (3.37)$$

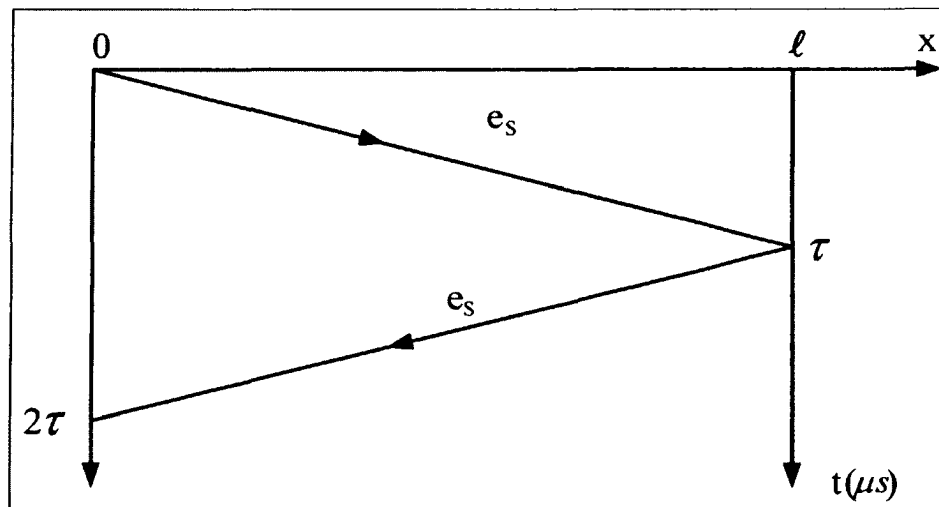


Figure 3.8 Diagramme de Bewley pour une réflexion.

3.7.3 Méthode analytique

La longueur critique du câble est définie comme étant la longueur ℓ_c à partir de laquelle la surtension atteint son niveau maximal. Afin de déterminer la valeur de ℓ_c , considérons les deux premiers termes de l'expression (3.32), à savoir :

$$v_0 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} (1 + K_R) v_s (t - \tau) u(t - \tau)$$

$$v_1 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} K_R K_S (1 + K_R) v_s (t - 3\tau) u(t - 3\tau)$$

Pour $t \leq 3\tau$ la tension aux bornes du moteur s'écrit :

$$v(\ell, t) = v_0 + v_1 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} (1 + K_R) \{v_s (t - \tau) u(t - \tau) + K_R K_S v_s (t - 3\tau) u(t - 3\tau)\}$$

Sachant que $v_0 > 0$ et que $v_1 < 0$, afin que $v(\ell, t) = v_0 + v_1$ atteigne son maximum, il faut que $v_s(t - \tau)$ atteigne la valeur maximale de v_s (1 p.u) durant le temps où $v_s(t - 3\tau)$ est nulle ($t - 3\tau \leq 0$). Autrement dit, il faut que $t - \tau$ atteigne t_r alors que $t - 3\tau \leq 0$:

$$\begin{cases} t - \tau = t_r \\ t - 3\tau \leq 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow 2\tau \leq t_r$$

$$\Rightarrow \tau \leq \frac{t_r}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{\ell_c}{v} = \frac{t_r}{2}$$

Ou encore :

$$\ell_c = \frac{t_r \cdot v}{2}$$

Ou encore :

$$\left[\ell_c = \frac{t_r}{2 \cdot \sqrt{LC}} \right] \quad (3.37)$$

On conclut à partir de l'expression obtenue (41) que cette longueur est décroissante en fonction de la rapidité de la montée de tension qu'on constate dans des systèmes à commande MLI utilisant des IGBT. Ces derniers sont capables de commuter une tension CC de 700V en moins de 100 ns. Ceci a pour effet d'augmenter considérablement les risques de surtension si la longueur du câble n'est pas prise en considération.

Notons qu'en pratique, la vitesse de propagation v est de l'ordre de $150\text{m}/\mu\text{s}$. Avec l'utilisation d'IGBT dont le temps de montée t_r est de l'ordre de $0.1\mu\text{s}$, la longueur critique se situe seulement à environ 7.5 m, contrairement aux ordres de grandeurs de 20 m citées dans [2]. Si le temps de montée est de $0.3\mu\text{s}$, cette longueur se situe à environ trois fois 7.5m soit 22.5 m.

3.7.4 Remarques

On peut montrer de nouveau, différemment, les valeurs du niveau maximal de tension et la longueur critique du câble. En effet, constatons que, d'après l'équation (3.35), la période d'oscillation est égale à 4τ .

Exprimons l'expression de $v(\ell, t)$ dans chacune des parties de la période :

. Pour $0 \leq t \leq \tau$, $v(\ell, t) = 0$ (l'onde de tension n'arrivant pas encore à l'extrémité du câble)

. Pour $\tau \leq t \leq 3\tau$ alors :

$$v(\ell, t) = v_0 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} (1 + K_R) v_s(t - \tau) u(t - \tau)$$

$$\frac{dv(\ell, t)}{dt} = 0 \Leftrightarrow \frac{dv_s(t - \tau)}{dt} = 0 \Leftrightarrow v_s(t - \tau) = E$$

On en déduit :

- Le temps critique à partir duquel le niveau de la tension $v(\ell, t)$ atteint la valeur crête maximale s'écrit t_c tel que : $t_c - \tau = t_r$; soit $t_c = t_r + \tau$, t_r étant le temps de montée de l'impulsion.
- La valeur crête maximale possible s'écrit (3.38):

$$V_{\max} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} (1 + K_R) E \quad (3.38)$$

. Pour $3\tau \leq t \leq 4\tau$ alors la tension aux bornes du moteur s'écrit :

$$v(\ell, t) = v_0 + v_1 = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} (1 + K_R) \{v_S(t - \tau)u(t - \tau) + K_R K_S v_S(t - 3\tau)u(t - 3\tau)\}$$

Comme $K_R > 0$ et $K_S < 0$ et que v_S est supposée être une impulsion positive, le terme à droite de cette dernière équation est inférieur à zéro. Par conséquent, $v(\ell, t)$ demeure inférieure à V_{\max} , calculée ci-haut.

On peut alors déterminer la longueur critique du câble puisqu'on a :

$$\begin{cases} t_c - \tau = tr \\ t_c - 3\tau \leq 0 \end{cases}$$

En effet, à partir de ce système d'équations, on procède comme au paragraphe 3.7.3, pour obtenir (3.37).

3.8 Conclusion

L'étude des surtensions transitoires dans un SEVV réalisée dans ce chapitre a permis d'obtenir des résultats importants. Elle a permis dans un premier lieu d'analyser le phénomène de surtension dû à la longueur du câble d'alimentation. Par la même occasion, elle a permis d'interpréter les méthodes existantes pour évaluer le niveau des surtensions transitoires dans des équipements électriques. Ces méthodes étant limitées, l'étude était poussée pour développer une méthode de calcul de ces surtensions de manière à la fois directe, plus précise et plus générale. Cette méthode suscite un intérêt du moment qu'elle se base sur l'expression mathématique de la tension en fonction du temps aux bornes du moteur et également en tout point le long du câble.

Nous avons démontré également que le simple modèle L_T - C_T introduit une erreur de modélisation de la fréquence d'oscillation et par suite une erreur sur la tension maximale

dans le cas où on a une double pulsation MLI. Il produit également une erreur sur l'amortissement et sur le temps de réponse. Ces erreurs sont d'autant plus grandes que la longueur du câble est grande.

Enfin, nous avons démontré que, dans le cas d'une impulsion longue, (s'il n'y a pas de problème de double pulsation MLI), la tension aux bornes du moteur peut théoriquement atteindre 2 fois la tension DC et que la longueur critique du câble pour laquelle la surtension est maximale est celle donnée par l'expression (3.37).

Le prochain chapitre est consacré au développement des expressions des ondes réfléchies en tension et en courant ainsi qu'au calcul direct des courants qui en résultent, et ce en tout point le long du câble.

CHAPITRE 4

CONTRIBUTIONS MATHÉMATIQUES AUX ONDES RÉFLÉCHIES ET AU COURANTS PARASITES EN MODE DIFFÉRENTIEL

Après avoir développé une méthode de calcul direct pour les tensions le long du câble, on s'intéresse dans le présent chapitre aux courants parasites qui en résultent, en mode différentiel (MD). Dans les publications citées en référence, aucune analyse théorique complète n'a été fournie par les auteurs pour décrire ces courants parasites de MD.

La contribution relative à ce chapitre se présente comme une analyse théorique avancée des ondes réfléchies dans laquelle de nouvelles méthodes schématiques et de nouvelles formules mathématiques ont été développées. Le travail réalisé se résume aux points suivants:

- Développement de schémas équivalents, dans le domaine temporel, facilitant le calcul des courants dus à la réflexion d'onde.
- Développement mathématique de la tension et courants incidents
- Développement mathématique de la tension et courants réfléchis
- Développement mathématique de l'expression des courants parasites en MD, à l'entrée du moteur, à la sortie de l'onduleur et en tout point le long du câble reliant le moteur à l'onduleur.

4.1 Représentation du circuit équivalent en fonction de la tension incidente

Rappelons qu'on a l'expression (3.8) ci-après, où $\hat{I}(x,s)$ désigne le courant parasite en MD, dans le domaine fréquentiel, au point x du câble dû à la réflexion d'onde. Pour un câble sans pertes, l'expression (3.8) s'écrit (4.1), où $v = 1/\sqrt{LC}$ est la vitesse de propagation. La transformée inverse de Laplace de (4.1) donne (4.2), où $\hat{i}(x,t)$ est le courant parasite en MD, dans le domaine temporel.

$$\begin{cases} V(x,s) = V^+(s)e^{-sx} + V^-(s)e^{sx} \\ \hat{I}(x,s) = \frac{1}{Z_c}(V^+(s)e^{-sx} - V^-(s)e^{sx}) \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} V(x,s) = V^+(s)e^{\frac{-sx}{v}} + V^-(s)e^{\frac{sx}{v}} \\ \hat{I}(x,s) = \hat{I}^+(s)e^{\frac{-sx}{v}} + \hat{I}^-(s)e^{\frac{sx}{v}} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} v(x,t) = V^+\left(t - \frac{x}{v}\right) + V^-\left(t + \frac{x}{v}\right) \\ \hat{i}(x,t) = \frac{1}{Z_c}\left(V^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - V^-\left(t + \frac{x}{v}\right)\right) \end{cases} \quad (4.2)$$

En isolant l'onde réfléchie $V^-(x,t)$ de la deuxième équation de (4.2), on obtient (4.3). En remplaçant l'expression de $V^-(x,t)$ par sa valeur dans la première équation de (4.2), on obtient l'expression de la tension en un point quelconque du câble $v(x,t)$ comme donné par l'équation (4.4). D'où, on en déduit le circuit équivalent de la figure 4.1. Ce schéma montre que, vu d'un point quelconque x du câble, la source se comporte comme une source de tension de valeur $2V^+(t-x/v)$ dont l'impédance interne est égale à l'impédance caractéristique du câble. La tension $v(x,t)$ étant formulée au chapitre 3, on déterminera dans le présent chapitre l'onde incidente $V^+(t-x/v)$ en tout point x pour en déduire ensuite $\hat{i}(x,t)$ grâce à ce schéma équivalent.

$$V^-\left(t + \frac{x}{v}\right) = V^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - Z_c \hat{i}(x,t) \quad (4.3)$$

$$v(x,t) = 2V^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - Z_c \hat{i}(x,t) \quad (4.4)$$

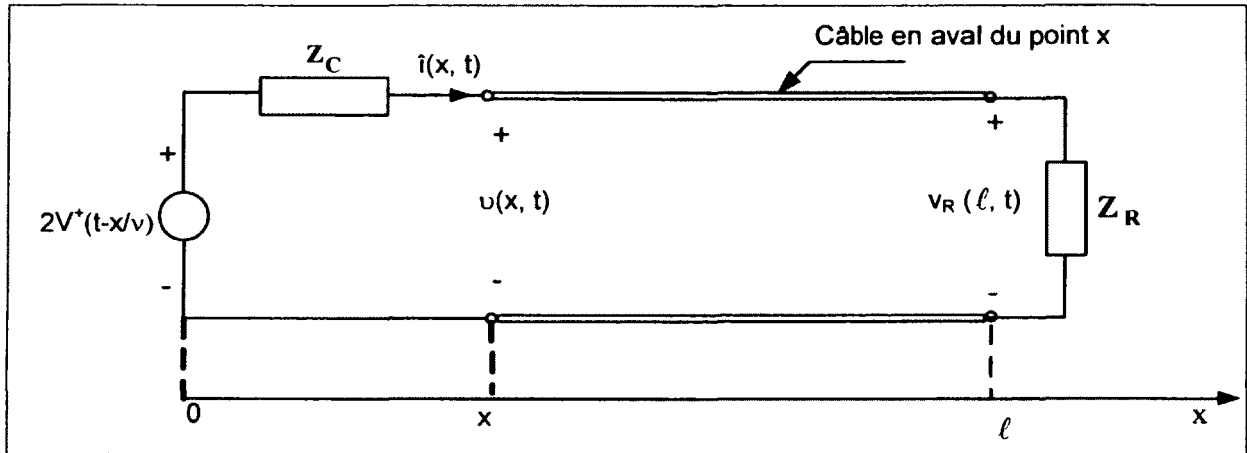


Figure 4.1 Schéma équivalent au point x en fonction de la tension incidente.

4.2 Représentation du circuit équivalent en fonction de la tension réfléchie

En isolant l'onde incidente $V^+(x, t)$ de la deuxième équation de (4.2), on obtient (4.5). En remplaçant l'expression de $V^+(x, t)$ par sa valeur dans la première équation de (4.2), on obtient l'expression de la tension en un point quelconque du câble $v(x, t)$, en fonction de l'onde réfléchie de tension, comme donné par l'expression (4.6). On en déduit le circuit équivalent de la figure 4.2. Ce schéma montre que, vu d'un point quelconque x du câble, le moteur se comporte comme une source de tension de valeur $2V^-(t+x/v)$ dont l'impédance interne est égale à l'impédance caractéristique du câble. De même, la tension $v(x, t)$ étant formulée au chapitre 3, le courant $i(x, t)$ peut être obtenu en utilisant ce schéma équivalent, dans la mesure où on déterminerait la tension réfléchie en tout point x du câble.

$$V^+\left(x - \frac{x}{v}\right) = V^-\left(x + \frac{x}{v}\right) + Z_C i(x, t) \quad (4.5)$$

$$v(x, t) = 2V^-\left(t + \frac{x}{v}\right) + Z_C i(x, t) \quad (4.6)$$

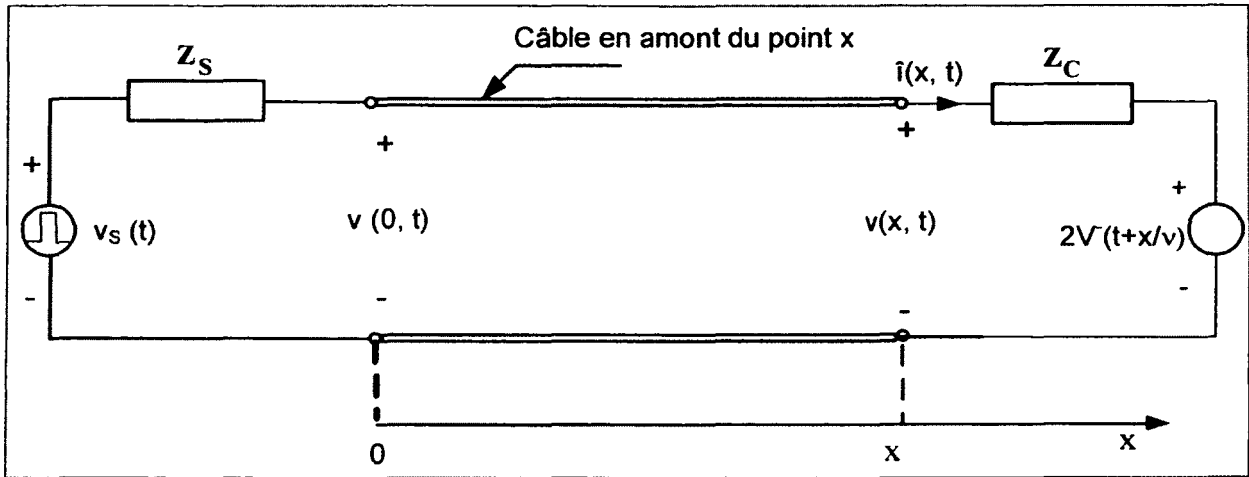


Figure 4. 2 Schéma équivalent au point x en fonction de la tension réfléchie.

4.3 Représentation du circuit équivalent en fonction du courant incident

L'équation (4.2) permet d'écrire l'équation (4.7), où $\hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right)$ et $\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right)$ sont donnés respectivement par les équations (4.8) et (4.9).

$$\begin{cases} \hat{i}(x, t) = \hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) + \hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right) \\ v(x, t) = Z_c \left(\hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - \hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right) \right) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) = \frac{V^+\left(t - \frac{x}{v}\right)}{Z_c} \quad (4.8)$$

$$\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right) = -\frac{V^-\left(t + \frac{x}{v}\right)}{Z_c} \quad (4.9)$$

En isolant le courant réfléchi $\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right)$ dans la deuxième équation de (4.7), on obtient (4.10). En remplaçant $\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right)$ par sa valeur dans la première équation de (4.7), on obtient l'expression du courant $\hat{i}(x,t)$, en un point quelconque du câble, en fonction du courant incident, comme donné par l'expression (4.11). On en déduit le circuit équivalent de la figure 4.3. Ce schéma montre que, vu d'un point quelconque x du câble, l'onduleur se comporte comme une source de courant de valeur $2\hat{I}^+(t-x/v)$ dont l'impédance interne est égale à l'impédance caractéristique du câble. De même, puisque la tension $v(x,t)$ est déjà formulée au chapitre 3, le courant $\hat{i}(x,t)$ peut être obtenu en utilisant ce schéma équivalent, dans la mesure où on déterminerait le courant incident en tout point x du câble.

$$\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right) = \hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - \frac{v(x,t)}{Z_c} \quad (4.10)$$

$$\hat{i}(x,t) = 2\hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - \frac{v(x,t)}{Z_c} \quad (4.11)$$

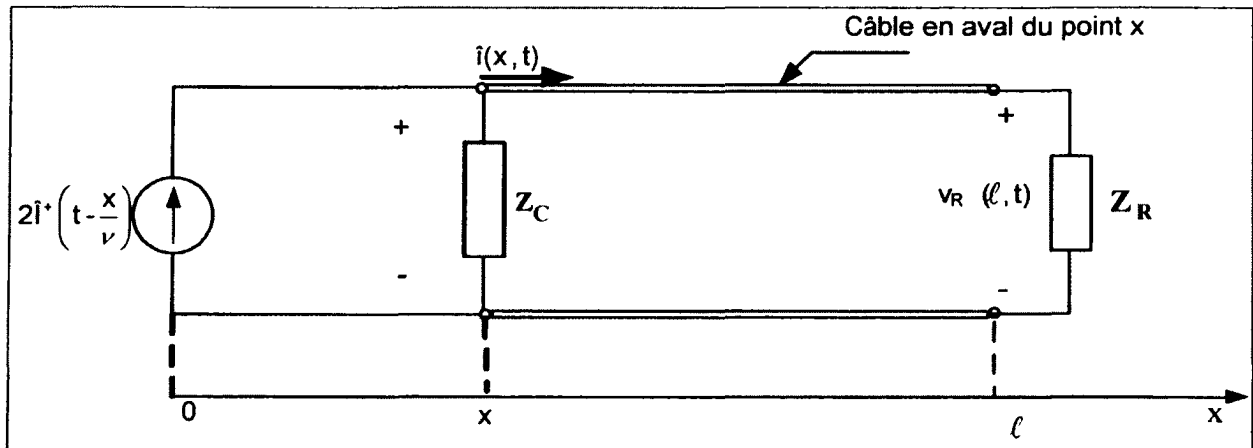


Figure 4.3 Schéma équivalent au point x en fonction du courant incident.

4.4 Représentation du circuit équivalent en fonction du courant réfléchi

De même, en isolant le courant incident $\hat{I}^+ \left(t - \frac{x}{v} \right)$ dans la deuxième équation de (4.7), on obtient (4.12). En remplaçant $\hat{I}^+ \left(t - \frac{x}{v} \right)$ par sa valeur dans la première équation de (4.7), on obtient l'expression du courant $\hat{i}(x,t)$, en un point quelconque du câble, en fonction du courant réfléchi, comme donné par l'expression (4.13). On en déduit le circuit équivalent de la figure 4.4.

$$\hat{I}^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) = \hat{I}^- \left(t + \frac{x}{v} \right) + \frac{v(x,t)}{Z_C} \quad (4.12)$$

$$\hat{i}(x,t) = 2\hat{I}^- \left(t + \frac{x}{v} \right) + \frac{v(x,t)}{Z_C} \quad (4.13)$$

Ce schéma montre que, vu d'un point quelconque x du câble, le moteur se comporte comme une source de courant de valeur $2\hat{I}^-(t-x/v)$ dont l'impédance interne est égale à l'impédance caractéristique du câble. De même, puisque la tension $v(x,t)$ est déjà formulée au chapitre 3, le courant $\hat{i}(x,t)$ peut être obtenu en utilisant ce schéma équivalent, dans la mesure où on déterminerait le courant réfléchi en tout point x du câble.

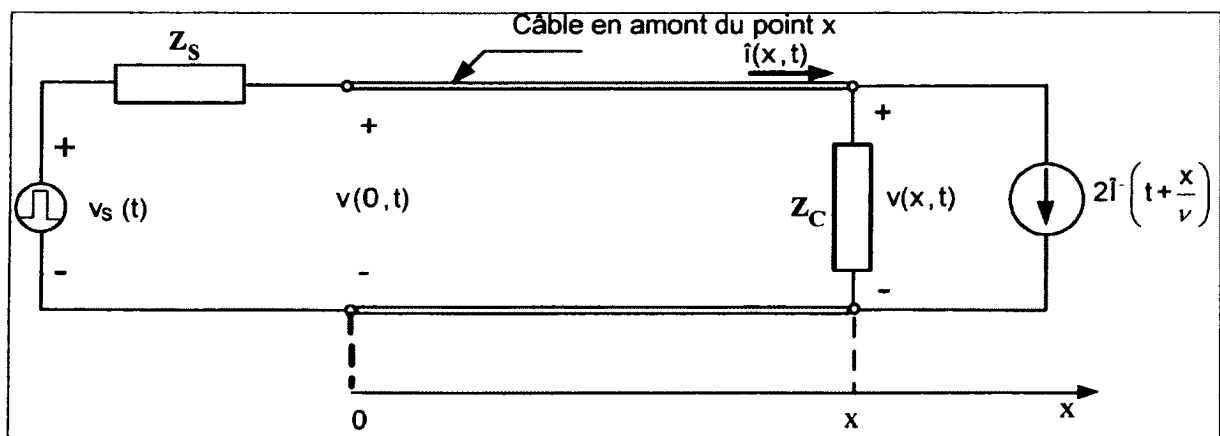


Figure 4.4 Schéma équivalent au point x en fonction du courant réfléchi.

4.5 Calcul de la tension et du courant incidents

La transformée de Laplace de la tension incidente est donnée par (4.14), (voir le système d'équation (3.13)). Si le câble est sans pertes cette équation devient (4.15). Or, pour les raisons explicitées au §3.4 du chapitre 3 précédent, on a $| (K_R K_S) e^{-2s \frac{\ell}{\nu}} | < 1$. On peut donc considérer le terme $1 / \left(1 - K_R K_S e^{-2s \frac{\ell}{\nu}} \right)$ une série géométrique de raison $q = K_R K_S e^{-2s \tau}$, pour obtenir l'équation (4.16). En remplaçant ℓ / ν par τ (temps de propagation), la transformée inverse de Laplace donne alors la tension incidente $V^+(t)$ en fonction du temps par l'expression (4.17) ou encore par (4.18).

$$V^+(s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2s \frac{\ell}{\nu}}} \right) \quad (4.14)$$

$$V^+(s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2s \frac{\ell}{\nu}}} \right) \quad (4.15)$$

$$V^+(s) = V_s(s) \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left(1 + K_R K_S e^{-2s \frac{\ell}{\nu}} + (K_R K_S)^2 e^{-4s \frac{\ell}{\nu}} + (K_R K_S)^3 e^{-6s \frac{\ell}{\nu}} + \dots + (K_R K_S)^k e^{-2ks \frac{\ell}{\nu}} + \dots \right) \quad (4.16)$$

$$V^+(t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left\{ \begin{aligned} &v_s(t) + (K_R K_S) v_s(t - 2\tau) u(t - 2\tau) + (K_R K_S)^2 v_s(t - 4\tau) u(t - 4\tau) \\ &+ (K_R K_S)^3 v_s(t - 6\tau) u(t - 6\tau) + \dots + (K_R K_S)^k v_s(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \\ &+ \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

$$V^+(t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ (K_R K_S)^k v_s(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \right\} \quad (4.18)$$

D'après l'expression (4.2), le courant incident se propage le long du câble suivant la direction x comme donné par l'expression (4.8):

$$\hat{I}^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) = \frac{V^+ \left(t - \frac{x}{v} \right)}{Z_c}$$

De cette dernière équation, On déduit que le courant incident s'écrit par (4.19).

$$\hat{I}^+(t) = \frac{1}{Z_c + Z_s} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ (K_R K_S)^k v_s(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \right\} \quad (4.19)$$

4.6 Calcul de la tension et du courant réfléchis

La tension réfléchie se déduit à partir de celle incidente obtenue ci-haut (4.18). En effet, d'après le système d'équations (3.13), on a l'équation (4.20). Pour un câble sans pertes (4.20) devient (4.21), où τ est le temps de propagation. La transformée inverse de Laplace permet d'écrire $V^-(t)$ en fonction de $V^+(t)$ comme donné par (4.22). Finalement, en combinant (4.22) et (4.18), on obtient l'expression de l'onde réfléchie $V^-(t)$ comme donné par (4.23).

$$V^-(s) = V^+(s) K_R e^{-2s\tau} \quad (4.20)$$

$$V^-(s) = V^+(s) K_R e^{-2s\tau} \quad (4.21)$$

$$V^-(t) = K_R V^+(t - 2\tau) u(t - 2\tau) \quad (4.22)$$

$$V^-(t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ K_R^{k+1} K_S^k v_s(t - 2(k+1)\tau) u(t - 2(k+1)\tau) \right\} \quad (4.23)$$

D'après l'expression (4.2), le courant réfléchi se propage le long du câble suivant la direction inverse de x comme donné par l'expression (4.9):

$$\hat{I}^- \left(t + \frac{x}{v} \right) = - \frac{V^- \left(t + \frac{x}{v} \right)}{Z_c}$$

De cette dernière équation, on déduit que le courant réfléchi s'écrit par (4.24).

$$\hat{I}^{-}(t) = -\frac{1}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ K_R^{k+1} K_S^k v_S(t - 2(k+1)\tau) u(t - 2(k+1)\tau) \right\} \quad (4.24)$$

4.7 Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant parasite en mode différentiel (côté moteur)

En remplaçant x par ℓ dans l'expression (4.4), on obtient l'expression (4.25). Si on note $\hat{i}_R(t)$ le courant parasite en MD absorbé par le moteur, l'expression (4.25) s'écrit aussi (4.26). On en déduit le schéma équivalent de la Figure 4.5. Ce schéma montre que la tension en circuit ouvert est égale à $2V^{+}(t - \tau)$ et le courant de court-circuit est égal à $2V^{+}(t - \tau)/Z_C$.

Notons que, pour fin de simplification, on pose: $V^{+}(0,t) = V^{+}(t)$. Toutefois, V^{+} est une fonction de x et de t . En un point x du câble, on a: $V^{+}(x,t) = V^{+}\left(t - \frac{x}{v}\right)$; à l'extrémité du câble on a: $V^{+}(\ell,t) = V^{+}(t - \tau)$. De même, on a: $\hat{I}^{+}(0,t) = \hat{I}^{+}(t)$; $\hat{I}^{+}(\ell,t) = \hat{I}^{+}(t - \tau)$ et $\hat{I}^{+}(x,t) = \hat{I}^{+}\left(t - \frac{x}{v}\right)$.

$$v(\ell,t) = 2V^{+}\left(t - \frac{\ell}{v}\right) - Z_C \hat{I}(\ell,t) \quad (4.25)$$

$$v_R(t) = 2V^{+}(t - \tau) - Z_C \hat{I}_R(t) \quad (4.26)$$

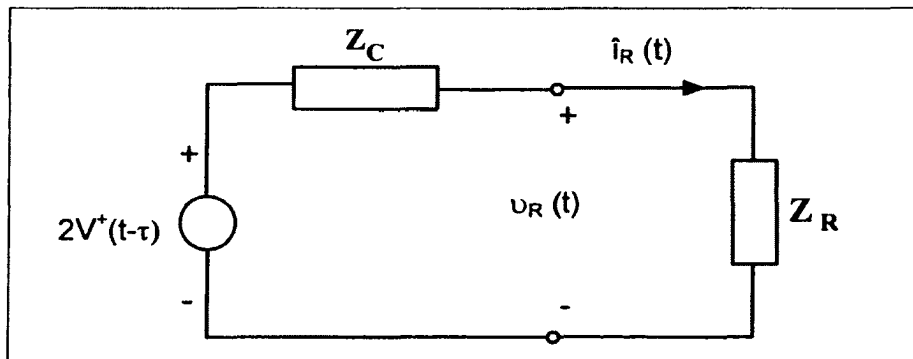


Figure 4.5 Schéma équivalent aux bornes du moteur.

Or d'après l'expression (4.18), la tension incidente $V^+(t)$ est déjà déterminée par (4.27). Par ailleurs, d'après l'expression (3.32), la tension $v_R(t)$ est déjà déterminée par (4.28). D'après le schéma équivalent de la Figure 4.5, on déduit que le courant $i_R(t)$ s'écrit comme indiqué par l'expression (4.29). De cette dernière équation, on obtient l'expression mathématique du courant parasite en MD, absorbé par le moteur, qui est donné par (4.30).

$$V^+(t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \underbrace{\left\{ (K_R K_S)^k v_S(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \right\}}_{A_k(t)} \quad (4.27)$$

$$v(\ell, t) = \frac{Z_C}{Z_S + Z_C} \sum_{k=0}^{\infty} \underbrace{\left\{ \left((K_R K_S)^k + (K_R^{k+1} K_S^k) \right) \times v_S(t - (2k+1)\tau) u(t - (2k+1)\tau) \right\}}_{B_k(t)} \quad (4.28)$$

$$\hat{i}_R(t) = \frac{1}{Z_C} \left\{ \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} 2A_k(t - \tau) - \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} B_k(t) \right\} \quad (4.29)$$

$$\hat{i}_R(t) = \frac{1}{Z_S + Z_C} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \left((K_R K_S)^k - (K_R^{k+1} K_S^k) \right) \times v_S(t - (2k+1)\tau) u(t - (2k+1)\tau) \right\} \quad (4.30)$$

4.8 Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant dû à la réflexion d'onde (côté onduleur)

Afin de déterminer le schéma équivalent du côté onduleur, il suffit de remplacer x par 0 dans l'expression (4.6) pour obtenir l'expression (4.31).

$$v(0, t) = 2V^-(t) + Z_C \hat{i}(0, t) \quad (4.31)$$

Le schéma équivalent est donc représenté sur la figure 4.6, où $\hat{i}_s(t) = \hat{i}(0, t)$ est le courant dû à la réflexion d'onde fourni par l'onduleur; $e_s(t) = v(0, t)$ représente la tension entre-phases à la sortie de l'onduleur en charge.

Notons, de la même façon qu'au §4.8, et pour fin de simplification, on pose:

$$V^-(\ell, t + \tau) = V^-(t)$$

Toutefois, V^- est une fonction de x et de t . Tenant compte du temps de propagation, l'onde réfléchie au niveau du moteur, arrive au point x après une durée égale à $(\ell - x)/v$. D'où, en un point x du câble, on a :

$$V^-(x, t) = V^-\left(\ell, t + \tau - \left(\frac{\ell - x}{v}\right)\right) = V^-\left(t + \frac{x}{v}\right);$$

Particulièrement, à la sortie de l'onduleur on a : $V^-(0, t) = V^-(t)$.

On procède de même pour les courants, ce qui donne:

$$\hat{I}^-(0, t) = \hat{I}^-(t); \hat{I}^-(\ell, t) = \hat{I}^-(t + \tau) \text{ et } \hat{I}^-(x, t) = \hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right).$$

Or, $v(0, t)$ est déterminé en remplaçant x par 0 dans l'équation (3.31), du chapitre précédent. Ceci donne l'équation (4.32). Or, $V^-(t)$ est déterminée par (4.33) (voir (4.23)), et d'après (4.31), le courant $\hat{i}_s(t)$ s'écrit par (4.34); ainsi, les équations (4.32), (4.33) et (4.34) donnent (4.35). On en déduit l'expression mathématique du courant parasite en MD, fourni par l'onduleur tel que donné par (4.36).

$$v(0, t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \underbrace{\left((K_R K_S)^k v_S(t - 2k\tau) \times u(t - 2k\tau) + K_R^{k+1} K_S^k v_S(t - 2(k+1)\tau) \times u(t - 2(k+1)\tau) \right)}_{F_k(t)} \right\} \quad (4.32)$$

$$V^-(t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \underbrace{\left\{ K_R^{k+1} K_S^k v_S(t - 2(k+1)\tau) u(t - 2(k+1)\tau) \right\}}_{G_k(t)} \quad (4.33)$$

$$\hat{i}_s(t) = \hat{i}(0, t) = \frac{v(0, t) - 2V^-(t)}{Z_C} \quad (4.34)$$

$$\hat{i}_s(t) = \frac{1}{(Z_s + Z_c)} \sum_{k=0}^{\infty} (F_k(t) - 2G_k(t)) \quad (4.35)$$

$$\hat{i}_s(t) = \frac{1}{(Z_c + Z_s)} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &(K_R K_S)^k v_s(t - 2k\tau) \times u(t - 2k\tau) \\ &- K_R^{k+1} K_S^k v_s(t - 2(k+1)\tau) \times u(t - 2(k+1)\tau) \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

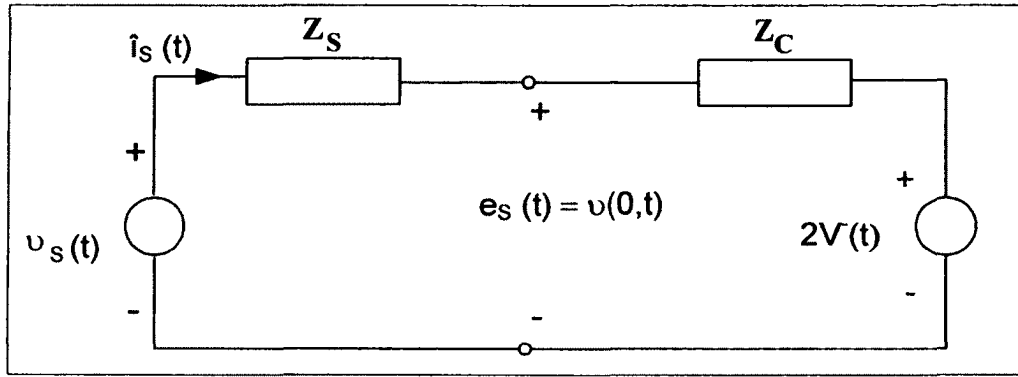


Figure 4.6 Schéma équivalent aux bornes de l'onduleur.

4.9 Nouvelle méthode de calcul direct pour le courant dû à la réflexion d'onde en tout point le long du câble

4.9.1 Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant la tension incidente

En utilisant le schéma équivalent développé de la figure 4.1, le courant $\hat{i}(x,t)$ s'écrit par l'expression (4.37).

$$\hat{i}(x,t) = \frac{2V^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) - v(x,t)}{Z_c} \quad (4.37)$$

Or, on avait déjà déterminé $V^+(t)$ par (4.18) et $v(x,t)$ par (3.31). On peut donc écrire respectivement (4.38) et (4.39) où $M_k(t)$ et $N_k(x,t)$ sont donnés respectivement par (4.40) et (4.41). Le courant $\hat{i}(x,t)$ s'écrit alors par (4.42) et par conséquent, il s'écrit par (4.43.) On a

ainsi déterminé l'expression mathématique du courant dû à la réflexion d'onde en tout point x le long du câble.

$$V^+(t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} M_k(t) \quad (4.38)$$

$$v(x,t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} N_k(x,t) \quad (4.39)$$

$$M_k(t) = (K_R K_S)^k v_S(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \quad (4.40)$$

$$\begin{aligned} N_k(x,t) = & (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \times u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \\ & + K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \times u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$\hat{i}(x,t) = \frac{1}{Z_C} \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ 2M_k \left(t - \frac{x}{v} \right) - N_k(x,t) \right\} \quad (4.42)$$

$$\hat{i}(x,t) = \frac{1}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \\ & - K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

4.9.2 Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant la tension réfléchie

En utilisant le schéma équivalent développé de la figure 4.2, le courant $\hat{i}(x,t)$ s'écrit par l'expression (4.44). En remplaçant $v(x,t)$ par sa valeur, donnée par (3.31), et $V^-(t)$ par sa valeur donnée par (3.23), on vérifie qu'on obtient le même résultat du courant $\hat{i}(x,t)$ donné par l'expression (4.43) précitée.

$$\hat{i}(x,t) = \frac{v(x,t) - 2V^-\left(t + \frac{x}{v}\right)}{Z_c} \quad (4.44)$$

4.9.3 Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant le courant incident

En utilisant le schéma équivalent développé de la figure 4.3, le courant $\hat{i}(x,t)$ s'écrit par l'expression (4.45). En remplaçant $v(x,t)$ par sa valeur (3.31) et $\hat{I}^+(t)$ par sa valeur (4.19), on vérifie qu'on obtient le même résultat du courant $\hat{i}(x,t)$ donné par l'expression (4.43) précitée.

$$\hat{i}(x,t) = 2\hat{I}^+\left(t - \frac{x}{v}\right) - \frac{v(x,t)}{Z_c} \quad (4.45)$$

4.9.4 Méthode basée sur le schéma équivalent utilisant le courant réfléchi

En utilisant le schéma équivalent développé de la figure 4.4, le courant $\hat{i}(x,t)$ s'écrit par l'expression (4.46). En remplaçant $v(x,t)$ par sa valeur (3.31) et $\hat{I}^-(t)$ par sa valeur (eq. 4.24), on vérifie qu'on obtient le même résultat du courant $\hat{i}(x,t)$ donné par l'expression (4.43) précitée.

$$\hat{i}(x,t) = 2\hat{I}^-\left(t + \frac{x}{v}\right) + \frac{v(x,t)}{Z_c} \quad (4.46)$$

4.10 Nouvelle méthode de calcul direct à la fois de la tension et du courant en tout point le long du câble

Cette méthode consiste à i) additionner directement les tensions incidente et réfléchi ayant parcourus un point x quelconque du câble pour obtenir la tension résultante $v(x,t)$ en ce point. ii) additionner directement le courant incident et réfléchi pour obtenir le courant résultant $\hat{i}(x,t)$ en tout point le long du câble:

$$v(x,t) = V^+(x,t) + V^-(x,t)$$

$$\hat{v}(x,t) = \hat{V}^+(x,t) + \hat{V}^-(x,t)$$

Où : $V^+(x,t) = V^+\left(t - \frac{x}{v}\right)$ et $V^-(x,t) = V^-\left(t + \frac{x}{v}\right)$ sont respectivement la tension incidente et celle réfléchi au point x.

$\hat{V}^+(x,t) = \hat{V}^+\left(t - \frac{x}{v}\right)$ et $\hat{V}^-(x,t) = \hat{V}^-\left(t + \frac{x}{v}\right)$ sont respectivement le courant incident et celui réfléchi au point x.

Or, les expressions de $V^+(t)$, $\hat{V}^+(t)$, $V^-(t)$, et $\hat{V}^-(t)$ sont déjà déterminés respectivement par les expressions (4.18), (4.19), (4.23) et (4.24). En appliquant ces formules, on trouve les expressions mathématiques des ondes incidentes et réfléchies en un point x quelconque du câble comme suit:

$$V^+(x,t) = V^+\left(t - \frac{x}{v}\right) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \right\} \quad (4.47)$$

$$V^-(x,t) = V^-\left(t + \frac{x}{v}\right) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \right\} \quad (4.48)$$

$$\hat{V}^+(x,t) = \frac{1}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \right\} \quad (4.49)$$

$$\hat{V}^-(x,t) = -\frac{1}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \right\} \quad (4.50)$$

Par conséquent, en additionnant $V^+(x,t)$ et $V^-(x,t)$, on retrouve exactement l'expression de la tension en un point x quelconque du câble, obtenue au chapitre précédent, (3.31) :

$$v(x,t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \\ & + K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

De même, en additionnant $\hat{I}^+(x,t)$ et $\hat{I}^-(x,t)$, on retrouve exactement l'expression du courant parasite du MD, en un point x quelconque du câble, obtenue au paragraphe précédent, (4.43):

$$\hat{i}(x,t) = \frac{1}{Z_C + Z_S} \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \\ & - K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

4.11 Remarques

4.11.1 Remarque 1

Dans l'expression du courant en tout point x le long du câble obtenue (4.43), on peut vérifier qu'en remplaçant x par 0 on a bien l'expression obtenue du courant fourni par l'onduleur, donnée par (4.36). De même, en remplaçant x par ℓ , on vérifie qu'on a bien l'expression obtenue du courant absorbé par le moteur, déterminée par (4.30).

4.11.2 Remarque 2

D'après le schéma équivalent de la figure 4.6, on peut écrire l'équation (4.51). Or, d'après (4.2) le courant $\hat{i}_s(t)$ est donné par (4.52). On en déduit que $V^+(0,t)$ s'écrit par (4.53).

$$\hat{i}_s(t) = \frac{v_S(t)}{Z_S + Z_C} - \frac{2V^-(t)}{Z_S + Z_C} \quad (4.51)$$

$$\hat{i}(x,t) = \frac{1}{Z_C} \left(V^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) - V^- \left(t + \frac{x}{v} \right) \right) \quad (4.52)$$

$$V^+(0,t) = Z_C \hat{i}_s(t) + V^-(0,t) \quad (4.53)$$

En combinant (4.51) et (4.53), l'équation (4.51) s'écrit (4.54). Par conséquent, on obtient l'expression de $V^+(0,t)$ comme donné par (4.55) ou encore par (4.56).

$$\frac{V^+(0,t) - V^-(0,t)}{Z_c} = \frac{v_s(t)}{Z_s + Z_c} - \frac{2V^-(0,t)}{Z_s + Z_c} \quad (4.54)$$

$$V^+(0,t) = \frac{Z_c}{Z_s + Z_c} v_s(t) + \frac{Z_s - Z_c}{Z_s + Z_c} V^-(0,t) \quad (4.55)$$

$$V^+(0,t) = \underbrace{\frac{Z_c}{Z_s + Z_c} v_s(t)}_{V_1^+} + \underbrace{K_s V^-(0,t)}_{V_2^+} \quad (4.56)$$

Le terme V_1^+ à gauche de (4.56) est la première onde incidente de tension partant de l'onduleur. Le deuxième terme V_2^+ à droite de (4.56) représente l'onde incidente de tension partant de l'onduleur due à l'onde de tension réfléchie au niveau du moteur. Cette dernière, désignée par $V^-(0,t)$, est déjà déterminée par (4.23).

4.11.3 Remarque 3

Tenant compte de la relation entre $V^+(t)$ et $\hat{I}^+(t)$ d'une part, et entre $V^-(t)$ et $\hat{I}^-(t)$ d'autre part, l'équation (4.56) peut s'écrire (4.57). En simplifiant par Z_c , on obtient (4.58). Cette dernière expression montre que le courant incident est également constitué de deux termes \hat{I}_1^+ et \hat{I}_2^+ . Le terme \hat{I}_1^+ à gauche de (4.58) est la première onde incidente de courant partant de l'onduleur. Le deuxième terme \hat{I}_2^+ à droite de (4.58) représente l'onde incidente de courant partant de l'onduleur due à l'onde de courant réfléchie au niveau du moteur.

$$Z_c \hat{I}^+(0,t) = \underbrace{Z_c \frac{v_s(t)}{Z_s + Z_c}}_{\hat{I}_1^+} + \underbrace{K_s (-Z_c \hat{I}^-(0,t))}_{\hat{I}_2^+} \quad (4.57)$$

$$\hat{I}^+(0,t) = \underbrace{\frac{v_s(t)}{Z_s + Z_c}}_{I_1^+} + \underbrace{K_s(-\hat{I}^-(0,t))}_{I_2^+} \quad (4.58)$$

4.11.4 Remarque 4

Comme pour l'expression de la tension, obtenue dans le chapitre précédent, l'expression du courant parasite de MD $\hat{I}(x,t)$ est également exprimée par une somme infinie qui dépend de tous les paramètres contributeurs à la réflexion d'onde. Cette remarque reste valable pour toutes les ondes incidentes et réfléchies.

On peut constater, dans toutes les formules développées (tension, courant, ondes incidentes et réfléchies), la dépendance aux paramètres du câble implicitement explicités par Z_c , v et τ ; les coefficients de réflexion K_R et K_S ; la forme d'onde des impulsions fournies par l'onduleur explicitée par $v_s(t)$. Cette dernière inclut implicitement les temps de montée et de descente ou encore le dv/dt .

4.12 Conclusion

La contribution relative à ce chapitre se présente comme une analyse théorique avancée des ondes réfléchies dans laquelle de nouvelles méthodes schématiques et de nouvelles formules mathématiques ont été développées. Les travaux suivants ont été réalisés :

- 1- On a développé des représentations schématiques permettant d'analyser la propagation de l'onde de courant et de tension le long du câble, à savoir:
 - Le schéma équivalent en amont d'un point x quelconque le long du câble, utilisant la tension incidente
 - Le schéma équivalent en amont d'un point x quelconque le long du câble, utilisant le courant incident
 - Le schéma équivalent en aval d'un point x quelconque le long du câble, utilisant la tension réfléchie

- Le schéma équivalent en aval d'un point x quelconque le long du câble, utilisant le courant réfléchi.
- Le schéma équivalent aux bornes du moteur
- Le schéma équivalent aux bornes de l'onduleur

2- On a développé un calcul mathématique des tensions incidente et réfléchie $V^+(t)$ et $V^-(t)$ en fonction des paramètres contributeurs à la réflexion d'onde

3- On en a déduit un calcul mathématique des courants incident et réfléchi $\hat{I}^+(t)$ et $\hat{I}^-(t)$ qui en résultent.

4- Les schémas équivalents ont permis de déterminer une méthode de calcul direct du courant parasite en MD, dû à la réflexion d'onde au niveau du moteur, au niveau de l'onduleur et également en tout point x le long du câble.

5- On a enfin développé une méthode de calcul direct à la fois pour la tension et le courant en tout point x le long du câble.

Comme pour l'expression du transitoire de la tension, l'expression du courant parasite en MD qui en résulte, $\hat{i}(x,t)$, est également exprimée par une somme infinie qui dépend de tous les paramètres contributeurs à la réflexion d'onde. En effet, on y voit la dépendance implicite aux paramètres du câble formulés par Z_C , v et τ ; les coefficients de réflexion K_R et K_S ; la forme d'onde des impulsions fournies par l'onduleur explicitée par $v_S(t)$ qui inclut implicitement leurs temps de montée et de descente, ou encore leurs gradients de tension (dv/dt).

CHAPITRE 5

CONTRIBUTIONS AUX MODÈLES DE SIMULATION DES SURTENSIONS ET DES COURANTS PARASITES EN MD, DUS À LA RÉFLEXION D'ONDE

Le présent chapitre présente des nouveaux modèles de simulation, basés sur les développements mathématiques des chapitres précédents. Ces modèles ont été développés en utilisant Simulink de Matlab. Ils permettent de visualiser le régime dynamique des impulsions de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI) et leur effet sur les ondes de tension et de courant, tout au long du câble reliant l'onduleur au moteur. Ces modèles mathématiques se présentent comme suit :

- i. Modèle de simulation des surtensions
- ii. Modèle de simulation des courants parasites en mode différentiel
- iii. Modèles de simulation des ondes de tension et courants, incidents et réfléchis
- iv. Modèle global

Ce dernier modèle (iv) permet de simuler à la fois la tension, le courant parasite en MD, le courant global, les ondes de tension et celles du courant, en tout point le long du câble.

Notons qu'aucune des méthodes existantes ne permet une étude aussi complète. En particulier, et contrairement à ces méthodes, les modèles développés ici offrent une étude tout au long du câble et pas seulement aux extrémités de celui-ci. Par ailleurs, en plus de leurs limites en termes d'utilisation, de précision et de temps de calcul, les méthodes existantes ne permettent pas de simuler le courant en mode différentiel qui génère des perturbations électromagnétiques. En fin, la simulation des ondes réfléchies de façon aussi détaillée que celle proposée ici n'est pas permise par les méthodes classiques.

On présentera le principe des modèles existants destinés à déterminer les régimes transitoires apparaissant sur les équipements électriques et on discutera leur application à un système d'entraînement à vitesse variable (SEVV). Puis, on procèdera à la présentation des modèles proposés.

Le chapitre inclut des résultats de validation par simulations ainsi que des résultats de comparaisons à des modèles utilisés dans les logiciels: 'SimPowerSystems' (SPS) et 'Electromagnetic Transient Program' (EMTP).

5.1 Modèles existants pour l'évaluation des surtensions transitoires

Afin de déterminer la forme d'onde de la tension transitoire aux bornes du moteur dans le cas d'une série d'impulsions dont il faut considérer le temps de montée t_r , les méthodes classiques s'avèrent insuffisantes. Les différents moyens existants d'étude des phénomènes électriques transitoires se basent sur des modèles dont on distingue deux types : Les modèles analogiques et les modèles numériques.

5.1.1 Les modèles analogiques ("TNA")

Les modèles analogiques, dits TNA ("Transient Network Analyzer"), sont basés sur la représentation des éléments d'un système électrique par des ensembles de cellules L, C monophasées ou polyphasées. Un câble par exemple peut être représenté suivant sa longueur par une ou plusieurs cellules LC en série. Chaque cellule doit avoir un comportement en fréquence semblable à celui du câble réel. Ces modèles sont peu souples et la mise au point de nouveaux éléments, par exemple un moteur à courant alternatif, n'est pas aisée. De plus, ils ont une bande passante limitée qui ne permet généralement pas de les utiliser pour étudier les surtensions d'un SEVV à commande MLI. Leur utilisation peut se limiter à l'étude des surtensions de manœuvre (Roguin, 1983).

5.1.2 Les modèles numériques

Le développement des calculateurs numériques et l'accroissement de leurs performances ont favorisé depuis plusieurs années la mise au point de modèles numériques de plus en plus performants. Nous allons décrire brièvement les différentes méthodes numériques utilisées ainsi que leurs domaines d'application. Ces méthodes peuvent être distinguées de deux types:

- Les modèles basés sur la transformation de Fourier (ou Laplace)
- Les modèles fonctionnant dans le domaine temporel.

Les premiers sont basés sur la transformation de Fourier pour étudier la réponse à l'application d'une tension à un circuit, dans le domaine fréquentiel. Par transformation inverse, on revient dans le domaine temporel. Cette méthode permet de modéliser finement la réponse en fréquence d'un circuit. Grâce au développement des techniques d'analyse harmonique on peut obtenir de manière simple les données nécessaires au calcul. Toutefois, cette méthode est coûteuse en terme de temps de calcul et surtout l'intégration de non-linéarité est difficile (Roguin, 1983).

Les deuxièmes modèles sont basés sur un découpage du temps en petits intervalles ou pas de calcul. Les équations représentant le comportement des divers éléments sont discrétisées ; à chaque pas de calcul on résoud l'ensemble de ces équations de façon à connaître la valeur de chacune des variables puis on réinitialise le système. Les différents modèles se distinguent par les méthodes dont sont résolues les équations et celles dont sont calculés les tensions et courants. Parmi les moyens numériques on retrouve le PSB (Power System Blockset) ou dans sa nouvelle version le SPS (Sim Power System), l'EMTP (Electromagnetic Transient Programme), PSIM, ... etc.

5.1.3 Modèles des équations algébriques

Dans ces méthodes, les équations différentielles des éléments L et C de la ligne de transmission ont été transformées en équations algébriques en utilisant la méthode d'intégration trapézoïdale [3]. Mais ces méthodes semblent être mal adaptées de manière à représenter une ligne à paramètres distribués.

5.1.4 Modèles du SPS

Dans le SPS ("SimPowerSystems"), on modélise le câble de deux façons. Le modèle propre au SPS, dit 'PI section line'. Celui ci se base sur les caractéristiques du câble intégrant en

plus de l'inductance et la capacité du câble, sa résistance linéique. La représentation du câble est implémentée en monophasé par une ou plusieurs branches RLC uniformément distribuées le long de sa longueur.

En utilisant ce modèle, les fréquences propres du câble augmentent avec le nombre de sections de type π . Or, plus on ajoute des sections, plus le pas de calcul doit être très faible pour obtenir des résultats précis. Ceci implique des problèmes de convergence, ainsi que des temps de simulations beaucoup plus long.

Le nombre de sections π à utiliser dépend de la fréquence qu'on veut représenter. L'expression (5.1) donne la relation liant le nombre de sections N et la fréquence maximale à respecter.

$$f_{\max} = \frac{N\nu}{8 \times \ell} \quad (5.1)$$

Où: N : nombre de sections en π .

ν : vitesse de propagation (km/s) ; $\nu = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

ℓ : Longueur du câble (km)

Toutefois, ce modèle reste plus adapté aux lignes haute tension longues. Pour cette raison, les caractéristiques du câble sont saisies par kilomètre de longueur: R (Ω/km), L (H/km), C (F/km). Pour l'étude des surtensions d'un SEVV, ce modèle ne sera pas fiable du fait de la haute fréquence et de la limite de la longueur du câble qui, dans un système d'entraînement, atteint rarement une centaine de mètres en pratique.

5.1.5 Modèle de l'EMTP (de Bergeron)

L'EMTP ("Electromagnetic Transient Program") est un logiciel très utilisé pour l'étude des phénomènes transitoires. Il a été adopté par plusieurs organismes producteurs ou distributeurs d'énergie électrique, dans le but de déterminer les régimes transitoires apparaissant dans toute sorte de réseaux de haute, moyenne ou basse tension. Le logiciel permet d'étudier un

circuit électrique constitué de branches connectées en des nœuds. Les variables calculées sont les tensions aux nœuds, les courants et l'énergie dissipés dans les différentes branches.

L'EMTP utilise un modèle pour le câble sans pertes qui se base sur la théorie des ondes mobiles. Ce modèle est aussi utilisé dans le SPS sous la dénomination anglaise " Distributed parameter line model", disponible dans la librairie "Element" tout comme le modèle "PI section line".

Notons que le principe de la méthode d'EMTP n'utilise pas de coefficients de réflexion. Elle ne permet donc pas de simuler les ondes incidentes et réfléchies du courant et de la tension. Elle ne considère que le courant global et ignore le courant parasite en mode différentiel. Par ailleurs, une solution exacte nécessite que le pas de calcul Δt soit un multiple entier du temps de propagation τ ; ($\tau = k\Delta t$, k entier). En outre, il est difficile d'utiliser cette méthode pour déterminer la tension transitoire en tout point x le long du câble.

5.2 Nouveaux modèles développés

5.2.1 Modèle relatif aux surtensions

Le modèle réalisé permet la détermination du niveau de tension en un point x quelconque du câble, sans faire appel à la représentation des différents éléments du circuit. En se basant sur l'expression 3.31, il calcule avec des pas déterminés la valeur instantanée de la tension en un point x du câble. Le pas de calcul maximal est prédéterminé sur la base du temps de propagation τ . On le choisit suffisamment petit afin de déceler la valeur maximale de la tension. La figure 5.1 représente le schéma synoptique du modèle, réalisé sur Simulink. Dans ce modèle, $v_k(x,t)$ représente, en une série limitée, les termes de la série infinie de (3.31), dont l'expression est donnée par (5.2).

$$v_k(x,t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \left((K_R K_S)^k v_s \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) + K_R^{k+1} K_S^k v_s \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \right) \quad (5.2)$$

Pour l'appliquer à un système d'entraînement, ce modèle requiert bien entendu les différents paramètres pertinents, notamment:

- Les impédances: Z_S, Z_C, Z_R
- Le temps de montée t_r des impulsions à la sortie de l'onduleur
- L'inductance L et la capacité C du câble
- La longueur ℓ du câble
- Le point x pour lequel on voudrait simuler la tension.

Lorsque ces données sont saisies, il suffit d'appliquer à son entrée la tension générée à vide par l'onduleur pour que le modèle donne directement à sa sortie le transitoire de la tension au point x du câble.

Afin de simuler en particulier la tension aux bornes du moteur, et pour fin de simplification, les termes v_k représenteront les termes de l'équation (3.32), comme donné par (5.3).

$$v_k(\ell, t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} \left((K_R K_S)^k + (K_R^{k+1} K_S^k) \right) v_S(t - 2(k+1)\tau) u(t - 2(k+1)\tau) \quad (5.3)$$

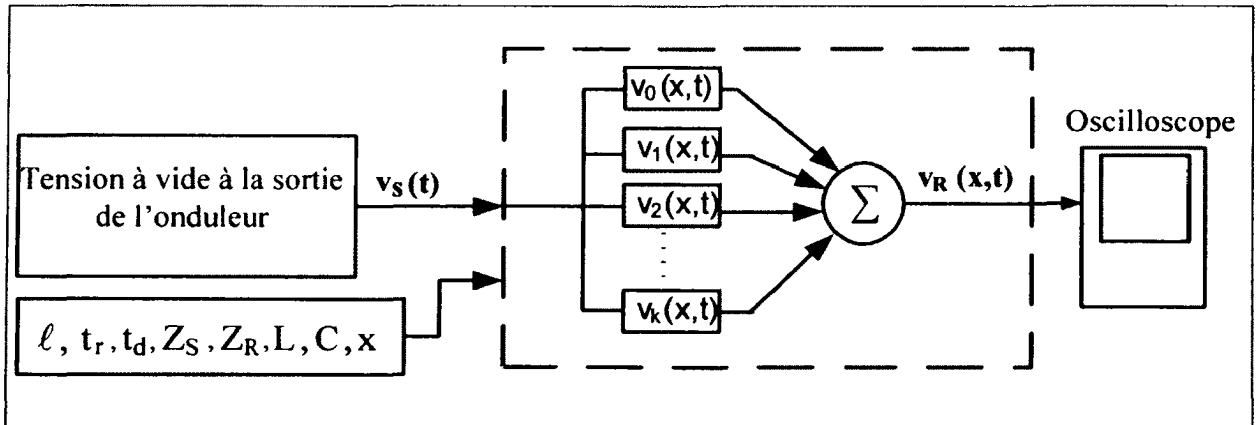


Figure 5.1 Schéma synoptique relatif aux surtensions aux bornes de l'onduleur.

5.2.2 Modèles relatifs aux courants

5.2.2.1 Courant parasites en mode différentiel

Le modèle réalisé permet la détermination du transitoire du courant parasite en MD, en tout point x le long du câble. Ce modèle se base sur l'équation mathématique du courant en MD (4.43), obtenue au chapitre 4.

La figure 5.2 représente le schéma synoptique du modèle relatif aux courants MD, réalisé sur Simulink. Dans ce modèle, $\hat{i}_k(x,t)$ représente, en une série limitée, les termes de la série infinie de (4.43), dont l'expression est donnée par (5.4).

$$\begin{aligned} \hat{i}_k(x,t) = & \frac{1}{Z_C + Z_S} (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \\ & - K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

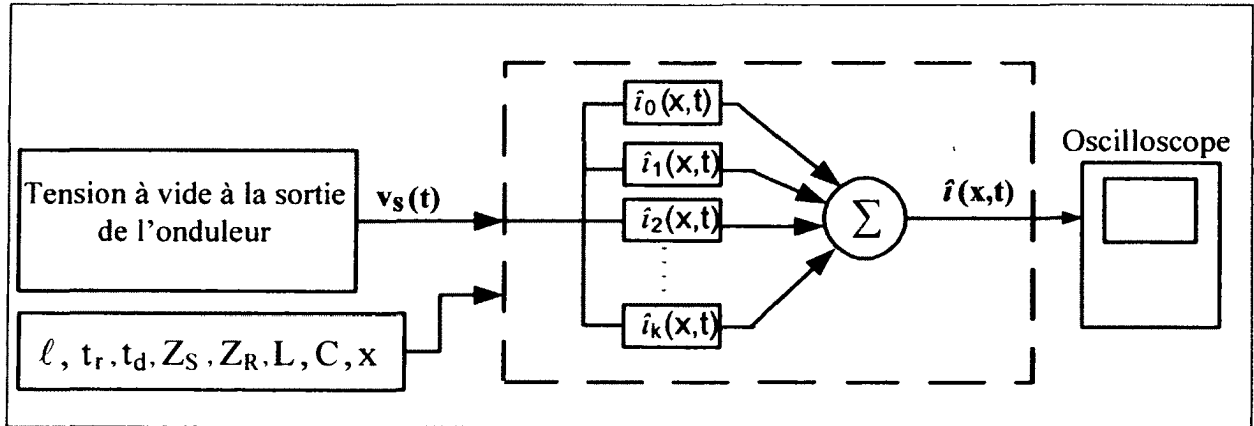


Figure 5.2 Schéma synoptique du modèle relatif aux courants en MD.

5.2.2.2 Modèle relatif au courant global

Le courant global est la somme du courant parasite en MD et du courant du régime permanent. Ceci a été explicité par les deux dernières équations de (3.6).

Afin de simuler le courant global, le modèle précédent a donc été complété par un schéma réalisé sur SPS, simulant le SEVV en charge, avec une connexion pure, sans câble de liaison. Le courant de charge ainsi simulé est additionné au courant parasite en MD $\hat{i}(x,t)$ pour obtenir le transitoire du courant global $i(x,t)$, comme le montre la figure 5.3.

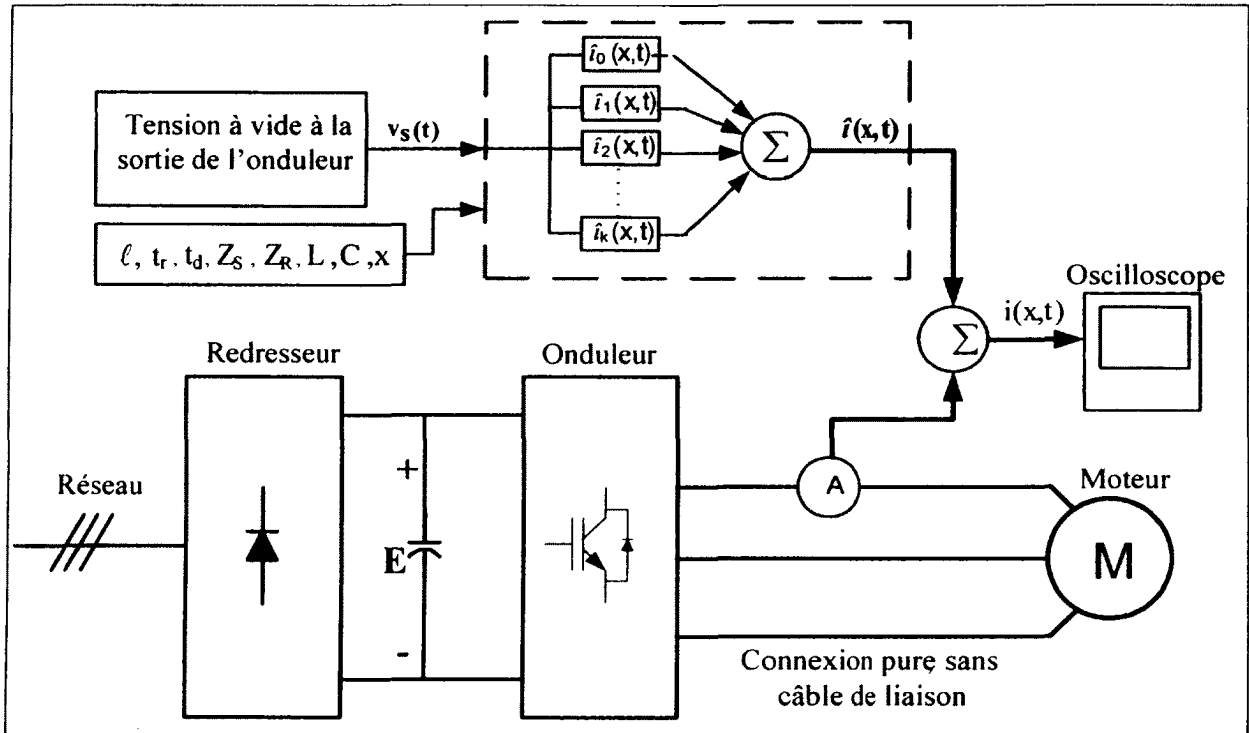


Figure 5.3 Schéma synoptique du modèle relatif au courant global.

5.2.2.3 Remarques

- Pour le courant absorbé par le moteur, au lieu de remplacer x par ℓ , on peut directement appliquer (4.30) qui est la formulation mathématique du courant en MD au niveau du moteur. Dans ce cas, $\hat{i}_k(x,t)$ seront remplacés par $\hat{i}_k(\ell,t)$; ces derniers représenteront les termes de l'équation (4.30) et sont donnés par (5.5).

$$\hat{i}_k(\ell,t) = \frac{1}{Z_s + Z_c} \left((K_R K_s)^k - (K_R^{k+1} K_s^k) \right) \times v_s(t - (2k+1)\tau) u(t - (2k+1)\tau) \quad (5.5)$$

- Pour le courant à la sortie de l'onduleur, au lieu de remplacer x par 0, on peut directement appliquer (4.36) qui est la formulation mathématique du courant en MD au niveau de l'onduleur. Dans ce cas, $\hat{i}_k(x,t)$ seront remplacés par $\hat{i}_k(0,t)$; ces derniers représenteront les termes de l'équation (4.36), qui sont donnés par (5.6).

$$\hat{i}_s(t) = \frac{1}{(Z_c + Z_s)} \left\{ \begin{aligned} &(K_R K_S)^k v_s(t - 2k\tau) u(t - 2k\tau) \\ &- K_R^{k+1} K_S^k v_s(t - 2(k+1)\tau) u(t - 2(k+1)\tau) \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

5.2.3 Modèles de simulation des ondes réfléchies

Ces modèles se basent sur une représentation en séries limitées des séries infinies développées au chapitre 4, relatives à la tension incidente $V^+(x,t)$, à la tension réfléchie $V^-(x,t)$, au courant incident $\hat{I}^+(x,t)$ et au courant réfléchi $\hat{I}^-(x,t)$. À titre d'exemple, le schéma synoptique de simulation de $V^+(x,t)$ est représenté à la figure 5.4. Dans cette figure, $v_k^+(x,t)$ représente les termes (4.47), qui sont donnés par (5.7).

$$v_k^+(x,t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} (K_R K_S)^k v_s \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \quad (5.7)$$

On procède de la même manière pour $V^-(x,t)$, $\hat{I}^+(x,t)$ et $\hat{I}^-(x,t)$ en utilisant les termes $v_k^-(x,t)$, $\hat{i}_k^+(x,t)$ et $\hat{i}_k^-(x,t)$ des équations (4.47), (4.48) et (4.50), qui sont données respectivement par (5.8), (5.9) et (5.10).

$$v_k^-(x,t) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} K_R^{k+1} K_S^k v_s \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \quad (5.8)$$

$$\hat{i}_k^+(x,t) = \frac{1}{Z_c + Z_s} (K_R K_S)^k v_s \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \quad (5.9)$$

$$\hat{i}_k^-(x,t) = -\frac{1}{Z_c + Z_s} K_R^{k+1} K_S^k v_s \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \quad (5.10)$$

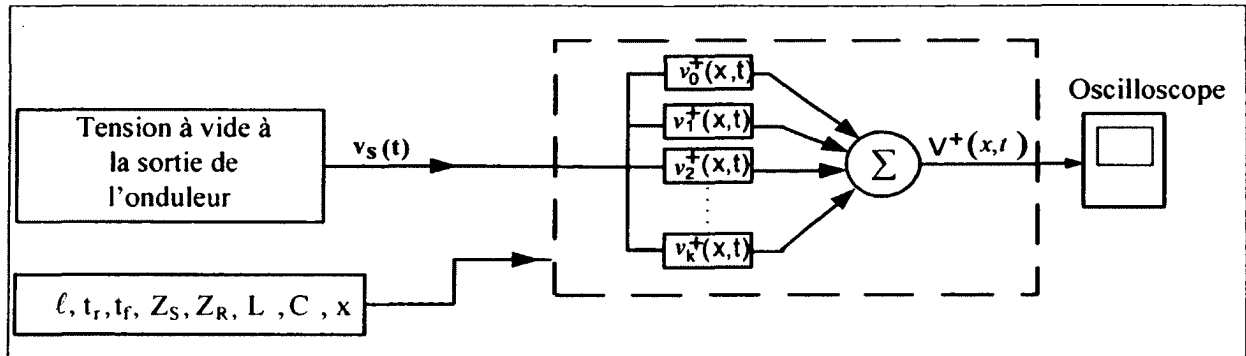


Figure 5.4 Schéma synoptique du modèle relatif la tension incidente.

5.2.4 Modèle global

Le modèle global permet de simuler à la fois la tension, le courant parasite en MD, le courant global, les ondes de tension et celles du courant, en tout point le long du câble. Il se base sur l'ensemble des équations développées au chapitre 4 précédent. Ce modèle peut être illustré sous plusieurs variantes. La figure 5.5 présente une des variantes possible du schéma synoptique de ce modèle. Dans ce schéma, on a utilisé séparément un modèle pour chacune des composantes $V^+(x,t)$, $V^-(x,t)$, $\hat{I}^+(x,t)$, $\hat{I}^-(x,t)$, tel qu'il a été présenté ci-haut. Les autres variantes possibles sont les suivantes:

- On peut utiliser seulement les modèles relatifs à $V^+(x,t)$ et $V^-(x,t)$, sachant que $\hat{I}^+(x,t)$ et $\hat{I}^-(x,t)$ s'en déduisent respectivement par division par Z_C et par $(-Z_C)$.
- On peut utiliser seulement les modèles relatifs à $\hat{I}^+(x,t)$ et $\hat{I}^-(x,t)$, sachant que $V^+(x,t)$ et $V^-(x,t)$ s'en déduisent respectivement par multiplication par Z_C et par $(-Z_C)$.
- On peut utiliser seulement les modèles relatifs à $V^+(x,t)$ et $\hat{I}^-(x,t)$, sachant que $\hat{I}^+(x,t)$ et $V^-(x,t)$ s'en déduisent respectivement par division par Z_C et par multiplication par $(-Z_C)$.
- On peut utiliser seulement les modèles relatifs à $V^-(x,t)$ et $\hat{I}^+(x,t)$, sachant que $\hat{I}^-(x,t)$ et $V^+(x,t)$ s'en déduisent respectivement par division par $(-Z_C)$ et par multiplication par Z_C .

Notons également que cette technique est une alternative aux modèles précédents, pour simuler à la fois la tension, le courant en MD et le courant global en tout point le long du câble.

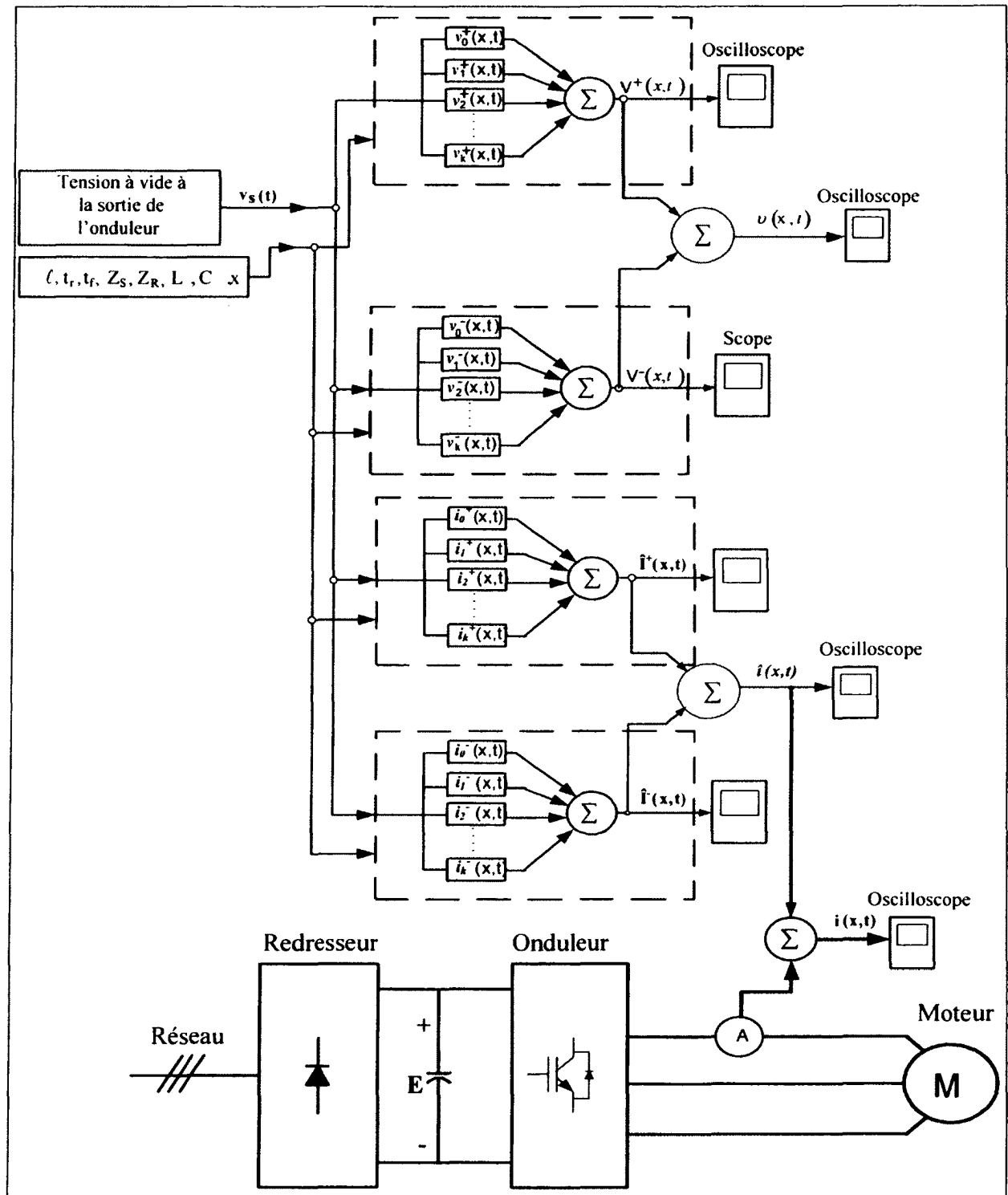


Figure 5.5 Schéma synoptique du modèle global.

5.3 Validation préliminaire (par simulation) du modèle relatif aux surtensions

Comme on a supposé que le câble est sans perte, l'impédance caractéristique est une résistance pure. Par conséquent, en tout point du câble, la forme du courant parasite en MD est similaire à celle de la tension. Ainsi, on se contentera, dans ce qui suit, d'une validation préliminaire sur la base du modèle de la figure 5.1, relatif aux surtensions.

5.3.1 Validation du modèle par le diagramme de Bewley

On procèdera ci-après à une validation préliminaire du modèle. Il s'agit d'abord de montrer la cohérence entre notre méthode et celle du diagramme de Bewley. Cette validation fera l'objet d'une comparaison de la réponse de chacune des deux méthodes à un échelon de tension $v_S(t) = 1$ p.u. L'étude sera faite sur un point de fonctionnement où, par hypothèse on posera les données suivantes: $Z_S = 0.2Z_C$ et $Z_R = 9Z_C$. Considérons qu'à l'instant $t = 0$, on ferme l'interrupteur K; comme indiqué sur la figure 5.6.

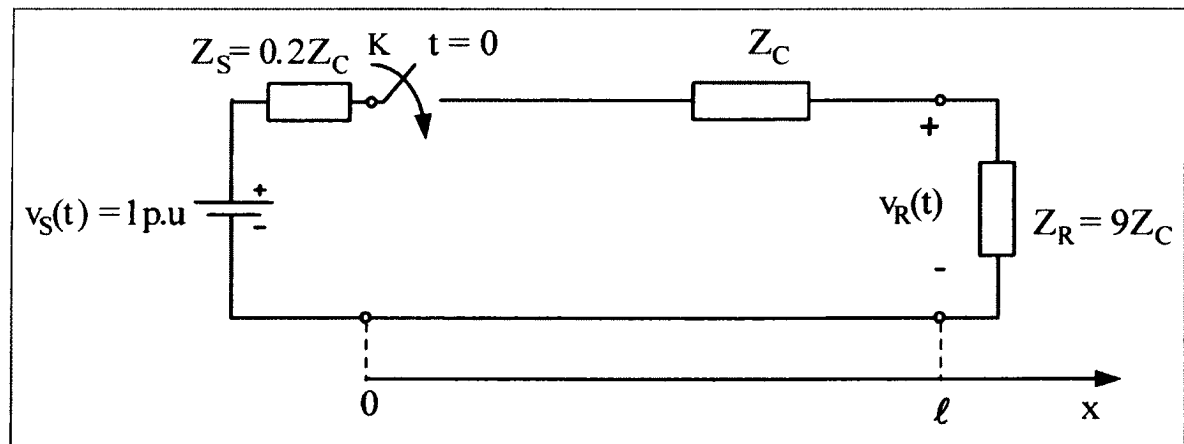


Figure 5.6 Schéma équivalent pour la réponse à un échelon.

5.3.1.1 Réponse à un échelon par le diagramme de Bewley

Les coefficients de réflexion K_R et K_S respectifs de la source et de la charge se calculent tel qu'indiqué par les équations (5.11) et (5.12). En fermant l'interrupteur à $t = 0$, le schéma équivalent, établi à la figure 4.6, devient comme indiqué sur la figure 5.7. La tension de

sortie de l'onduleur qui constitue la première tension incidente s'écrit alors (5.13). On peut donc calculer les tensions incidentes et réfléchies comme indiqué sur le tableau 5.1. On en déduit le diagramme de Bewley donné à la figure 5.8. Sur ce diagramme, on représente les ondes réfléchies partant du moteur par $V_k^- = 0.8 V_k^+$ et les ondes incidentes partant de l'onduleur par $V_k^+ = -0.6667 V_{k-1}$, k entier. Par la suite, on peut déterminer la tension en fonction de temps pour des points discrets le long du câble. Particulièrement, on détermine la tension aux extrémités du câble ($x = \ell$) comme indiqué sur le tableau 5.2, celle au milieu du câble ($x = \ell/2$) indiqué sur le tableau 5.3 et celle à la sortie de l'onduleur ($x = 0$) indiqué sur le tableau 5.4. Comme nous pouvons remarquer, le calcul par le diagramme de Bewley est long puisque pour chaque point de câble il faut procéder par un calcul similaire.

$$K_S = \frac{Z_S - Z_C}{Z_S + Z_C} = \frac{0.2Z_C - Z_C}{0.2Z_C + Z_C} = -\frac{2}{3} = -0.6667 \quad (5.11)$$

$$K_R = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} = \frac{9Z_C - Z_C}{9Z_C + Z_C} = \frac{4}{5} = 0.8 \quad (5.12)$$

$$V_S = Z_C \frac{1}{(0.2+1)Z_C} = 0.8333 \text{ p.u} \quad (5.13)$$

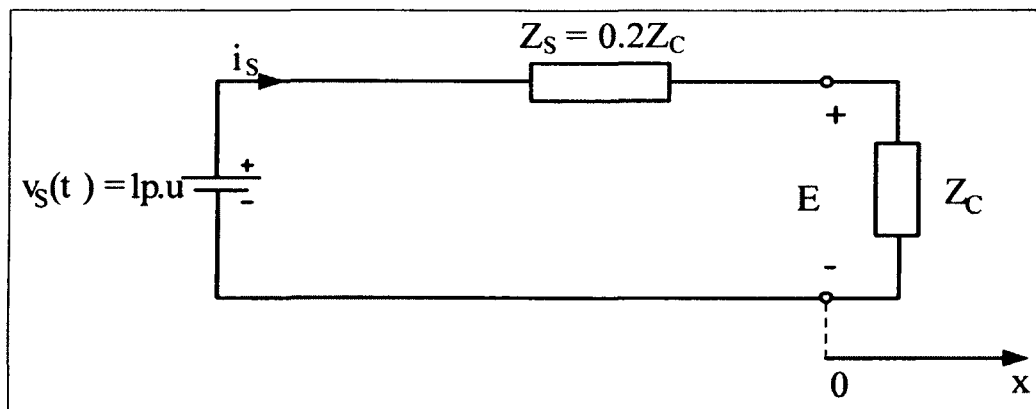


Figure 5.7 Comportement à l'instant $t = 0$.

Notons que qu'à la fin du régime transitoire, le schéma équivalent deviendra comme indiqué à la figure 5.9. La tension le long du câble tend vers 0.9782 quand t tend vers l'infini, comme indiqué par l'expression (5.14).

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (v_R(t)) = Z_R \frac{V_S}{(Z_R + Z_S)} = 9Z_C \frac{I}{(9Z_C + 0.2Z_C)} = 0.9782 \text{ p.u} \quad (5.14)$$

Tableau 5.1

Réponse à un échelon de tension par le diagramme de Bewley
 $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$
 Calcul de tensions incidentes et réfléchies

t	V_k^+ (p.u)	V_k^- (p.u)
τ	0.8333	$0.8 \times 0.8333 = \mathbf{0.666}$
3τ	$-0.6667 \times 0.666 = -\mathbf{0.444}$	$0.8 \times (-0.444) = -\mathbf{0.355}$
5τ	$-0.6667 \times (-0.355) = \mathbf{0.2366}$	$0.8 \times 0.2366 = \mathbf{0.189}$
7τ	$0.189 \times (-0.6667) = -\mathbf{0.126}$	$0.8 \times (-0.126) = -\mathbf{0.1008}$
9τ	$-0.1008 \times (-0.6667) = \mathbf{0.0672}$	$0.8 \times 0.0672 = \mathbf{0.05376}$
11τ	$0.05376 \times (-0.6667) = -\mathbf{0.0353}$	$0.8 \times (-0.0356) = -\mathbf{0.0286}$
13τ	$-0.0286 \times (-0.6667) = \mathbf{0.019067}$	$0.8 \times 0.019067 = \mathbf{0.0152536}$
15τ	$0.01525 \times (-0.6667) = -\mathbf{0.01017}$	$0.8 \times (-0.01017) = -\mathbf{0.008135}$
17τ	$-0.008135 \times (-0.6667) = \mathbf{0.00542}$	$0.8 \times 0.00542 = \mathbf{0.00434}$
19τ	$0.00434 \times (-0.6667) = -\mathbf{0.00289}$	$0.8 \times (-0.00289) = -\mathbf{0.002314}$

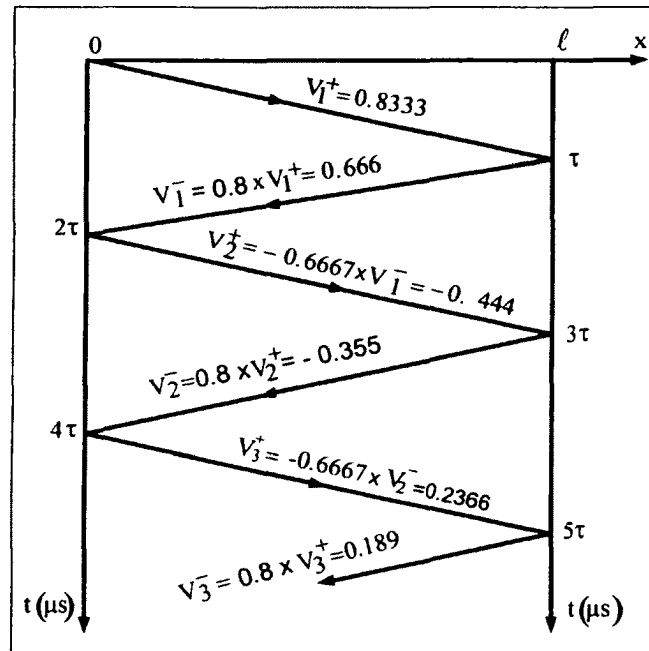


Figure 5.8 Diagramme de Bewley pour une réponse à un échelon.
 $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$.

Tableau 5.2

Réponse à un échelon par le
 digramme de Bewley
 $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$
 Tension aux extrémités du câble
 ($x = \ell$)

t	$V(\ell, k\tau)$ (p.u)
τ	1.4999
3τ	0.7009
5τ	1.1265
7τ	0.8997
9τ	1.02066
11τ	0.95626
13τ	0.9905806
15τ	0.97227
17τ	0.98203
19τ	0.9768

Tableau 5.3

Réponse à un échelon par le
 digramme de Bewley
 $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$
 Tension au milieu du câble
 ($x = \ell / 2$)

t	$V(\ell / 2, k\tau / 2)$ (p.u)
$\tau / 2$	0.8333
$3 \tau / 2$	1.4999
$5 \tau / 2$	1.0557
$7 \tau / 2$	0.7009
$9 \tau / 2$	0.9375
$11 \tau / 2$	1.1265
$13 \tau / 2$	1.0005
$15 \tau / 2$	0.8997
$17 \tau / 2$	0.9669
$19 \tau / 2$	1.0207

Tableau 5.4

Réponse à un échelon par le
 digramme de Bewley
 $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$
 Tension à la sortie de
 l'onduleur ($x = 0$)

t	$V(0, k\tau)$ (p.u)
0	0.8333
2τ	1.0553
4τ	0.9369
6τ	0.9999
8τ	0.9663
10τ	0.9848
12τ	0.9753
14τ	0.9804
16τ	0.9777
18τ	0.9792

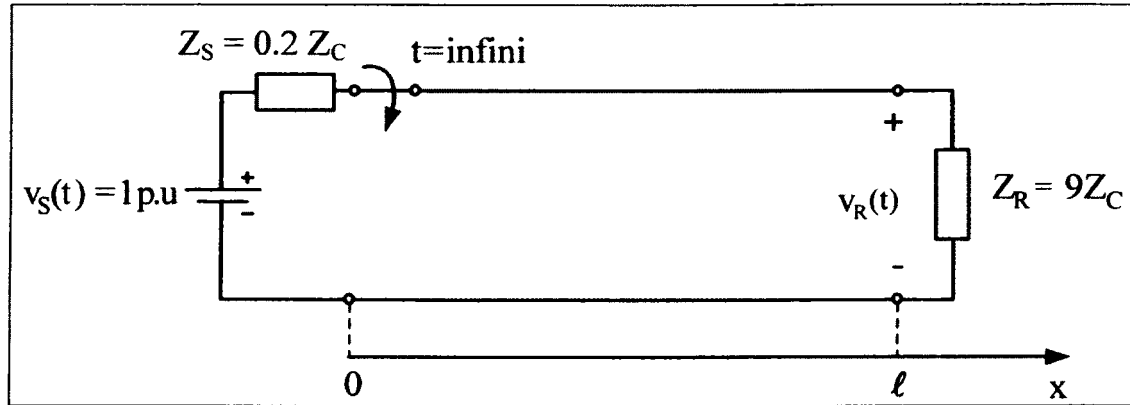


Figure 5.9 Comportement du SEVV à $t = \infty$.

5.3.1.2 Réponse à un échelon par le modèle établi

Utilisant le modèle développé, il était facile de simuler la tension en tout point x le long du câble. La figure 5.10 illustre les résultats de simulation lorsque le temps de propagation est τ

$= 1 \mu\text{s}$, pour différentes valeurs de x : $x = \ell, \frac{\ell}{2}, \frac{\ell}{4}, \frac{\ell}{8}, \frac{\ell}{16}$ et 0. Pour ces valeurs de x , on vérifie

que le diagramme de Bewley et le modèle développé donnent exactement les mêmes résultats. À titre d'exemple, pour $x = \ell$, la figure 5.10-a montre qu'on obtient la même valeur de tension aux instants $t = (2k + 1)\tau$ indiquées sur le tableau 5.2. Particulièrement, on obtient un niveau maximal de tension de 1.5 p.u qui est le même obtenu par le diagramme de Bewley. Pour $x = \ell/2$ (resp. $x = 0$), la figure 5.10-b (resp. figure 5.10-f) montre qu'on obtient les mêmes valeurs de tensions pour $t = k\tau/2$ (resp. $t = 2k\tau$); indiquées dans les tableaux 5.3 et 5.4, respectivement. Par ailleurs, en régime permanent, la tension converge, pour les deux méthodes, vers 0.9783 p.u, qu'on avait calculée par (5.14).

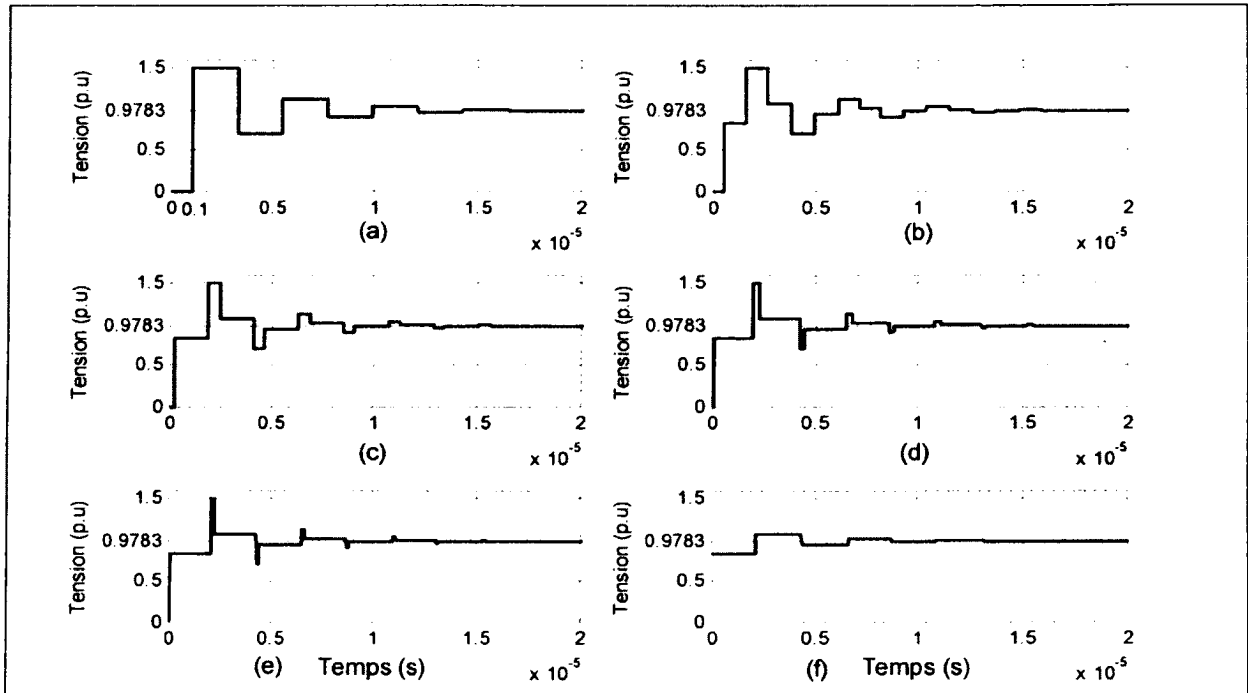


Figure 5.10 Réponse à un échelon utilisant le modèle développé

(a) $x = \ell$; (b) $x = \frac{\ell}{2}$; (c) $x = \frac{\ell}{4}$; (d) $x = \frac{\ell}{8}$; (e) $x = \frac{\ell}{16}$; (f) $x = 0$.

5.3.2 Validation utilisant le modèle distribué du câble

Notre technique est vérifiée ensuite en utilisant un modèle distribué "réel" du câble. On a construit un tel modèle dans 'SimPowerSystems' de Matlab comme indiqué sur la figure 5.11. La représentation du câble est implémentée en monophasé par une ou plusieurs branches LC (ou RLC) uniformément distribuées le long de sa longueur. Les paramètres utilisés sont ceux d'un câble qu'on a expérimenté et dont on a mesuré les caractéristiques (voir chapitre 6). Pour un câble de 50 pi, on a utilisé 100 sections de circuit LC (ou RLC) pour représenter le câble. L'utilisation d'un si grand nombre de sections a pour but de garantir la précision de la simulation.

La tension continue est supposée égale à 300 V, le temps de montée est, par hypothèse, égal à $t_r = 300$ ns. Les impédances de la source et la charge sont fixées respectivement à $Z_S = 0.2 Z_C$ et $Z_R = 9 Z_C$. Les résultats de simulation donnés à la figure 5.12 montrent que le modèle développé et le modèle à paramètres distribués LC concordent bien. Par ailleurs, la petite

différence, qu'on pourrait constater entre le niveau de tension obtenu avec le modèle à paramètres distribués RLC, montre que la résistance du câble peut être négligée. Par conséquent, le câble peut, effectivement, être considéré sans pertes, tel qu'on avait posé comme hypothèse tout au long de ce chapitre.

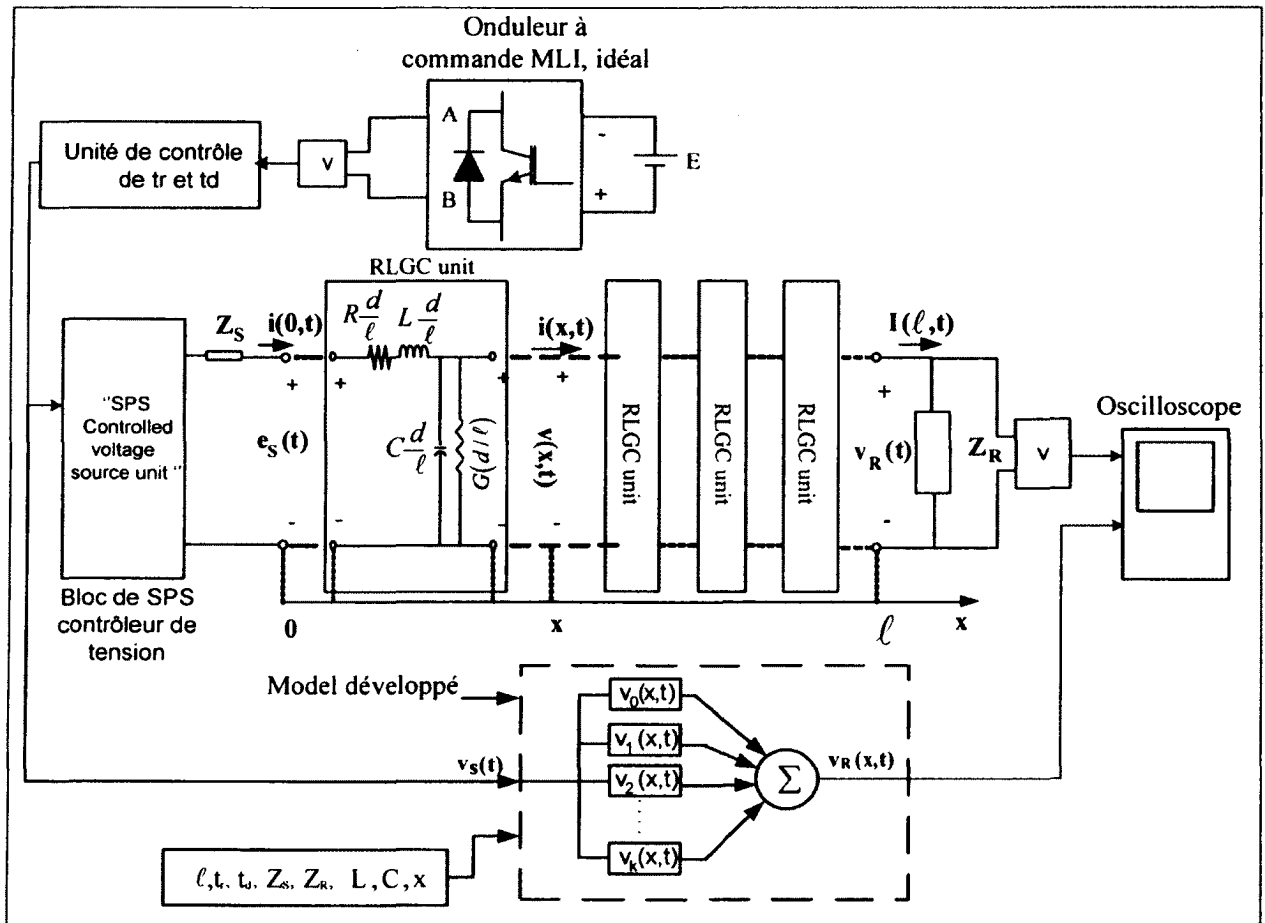


Figure 5.11 Principe de simulation pour comparer le modèle développé et le modèle 'réel' à paramètres distribués.

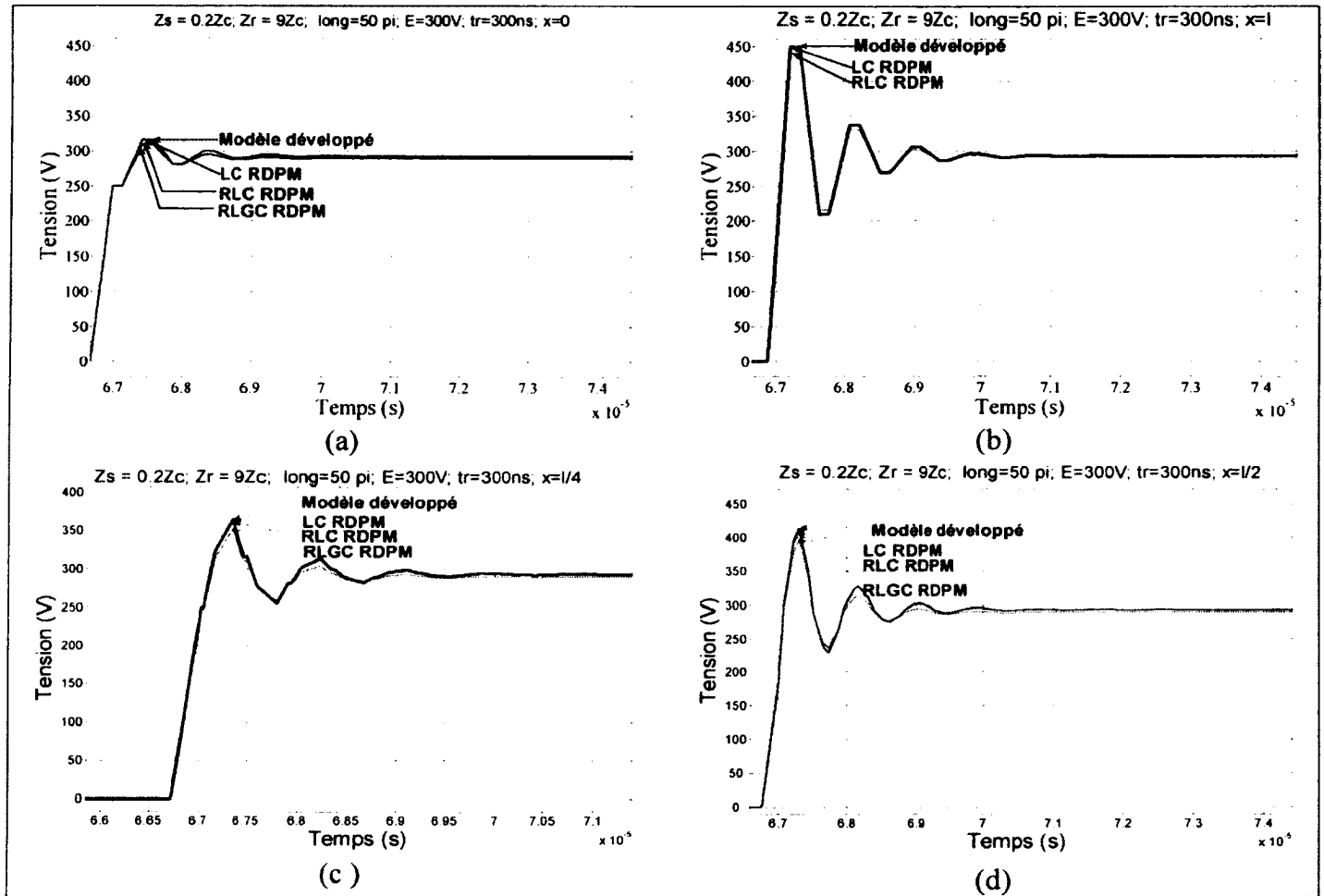


Figure 5.12 Comparaison avec le modèle distribué du câble.

5.3.3 Les performances de la méthode développée

Notons qu'outre le modèle de tension de la figure 5.1, cette modélisation peut également être réalisée à partir des modèles des tension incidente $V^+(x,t)$ et réfléchie $V^-(x,t)$ comme d'ailleurs montré sur la figure 5.3. Elle peut également être réalisée à partir des modèles de $V^+(x,t)$ et de $\hat{I}^-(x,t)$; ou encore des modèles de $V^-(x,t)$ et de $\hat{I}^+(x,t)$. Les simulations montrent que toutes ces variantes donnent les mêmes résultats sous les mêmes conditions de simulation.

Afin de constater l'apport de ces modèles de tension développés, on les a comparés par rapport à une représentation complète du système intégrant les modèles du câble de

SimPowerSystems de Matlab: Le modèle à paramètres distribués "Distributed Parameters Line (DPL) model" et le modèle en π "Pi Section model".

Plusieurs simulations ont été effectuées suivant le montage de la figure 5.13. Un des modèles de SPS est alimenté par un onduleur MLI idéal ; ce même modèle alimente une charge triphasé d'impédance Z_R . Un des modèles développés est alimenté par la tension entre-phase, à vide, du même onduleur. On compare la tension à la sortie du modèle développé avec la tension entre-phase obtenue aux bornes de la charge. On donne ci-après deux exemples des résultats obtenus:

- On a utilisé les mêmes données utilisées précédemment avec $\ell = 50$ pi, $Z_S = 0.2 Z_C$, $Z_R = 9 Z_C$ pour obtenir les résultats de la figure 5.14.
- La longueur de câble est changée à $\ell = 250$ pi et l'impédance de la charge est changée à $Z_R = 100 Z_C$ pour obtenir les résultats de la figure 5.15.

Les résultats de simulation de la figure 5.14 montrent que le modèle 'DPL' ne donne pas de résultat satisfaisant ni pour le niveau de tension maximal ni pour le niveau de tension en régime permanent. Toutefois, il donne la même fréquence que celle donnée par le modèle développé.

Les résultats de simulation de la figure 5.15 montrent que le modèle 'DPL', même s'il donne un résultat comparable au modèle développé, il n'a montré aucune sensibilité vis-à-vis de la variation de la valeur de Z_R , puisque le niveau de tension est resté le même (que celui de la figure 5.14). La figure 5.15 montre également que le modèle en π ne donne pas de résultat satisfaisant concernant la fréquence d'oscillation ; sachant que cette fréquence doit être beaucoup plus petite puisque la longueur du câble est devenue beaucoup plus grande que celle du premier exemple. De plus, elle donne une tension déphasée par rapport aux celles données par le modèle 'DPL' ainsi que le modèle développé ; ceci montre qu'il ignore le délai de propagation dû à la longueur du câble.

Après plusieurs simulations, on conclut que la représentation complète du système intégrant les modèles du câble de SPS s'avère incommode pour un système d'entraînement utilisant un

câble long. Par ailleurs, elle présente quelques difficultés, entre autres, le problème de convergence dans certains cas. On note enfin que, pour le même pas de calcul, la simulation employant les modèles développés est plus rapide. Voici donc ci-après nos conclusions:

- En régime permanent, les modèles SPS donnent le même niveau de tension que les modèles développés.
- Pour de petites longueurs du câble, les modèles développés et ceux du SPS donnent des niveaux de surtension comparables.
- Les modèles 'DPL' s'avère peu sensibles à la variation de la longueur du câble contrairement aux modèles développés.
- Le modèle en π ignore le temps de propagation d'une part et il est insensible à la variation de la fréquence d'oscillation due à la longueur du câble.
- Les simulations avec les modèles SPS/EMTP présentent quelques difficultés entre autres le problème de convergence.
- Pour un même pas de calcul, la simulation employant les modèles développés s'avère plus rapide.

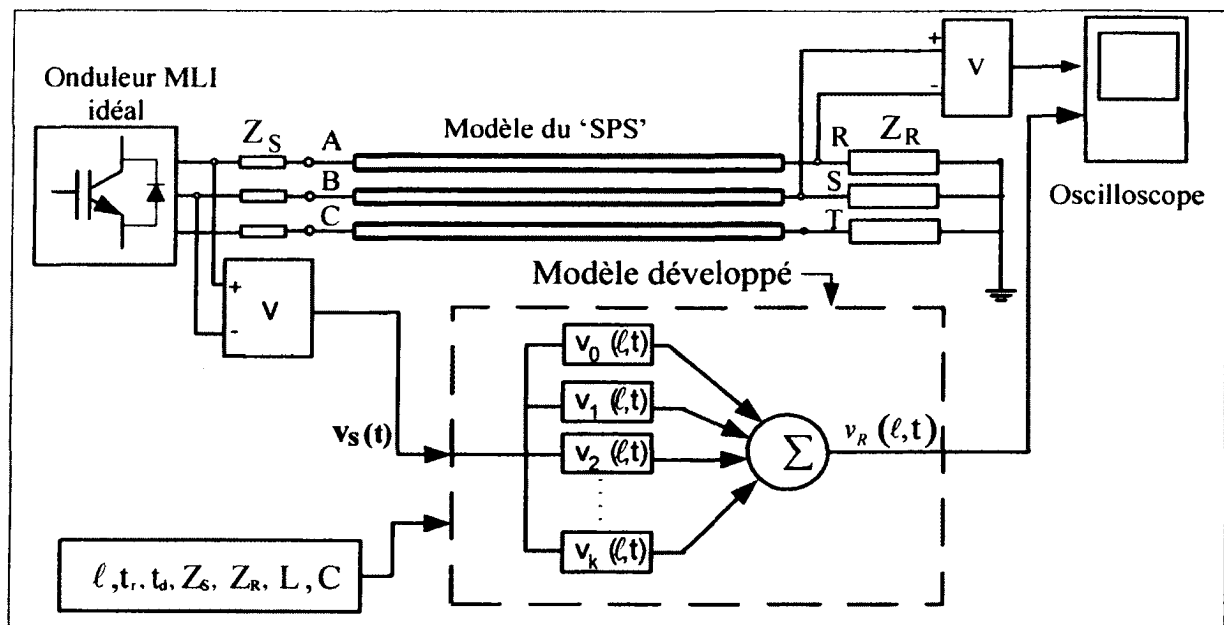


Figure 5.13 Comparaison avec les modèles du SPS.

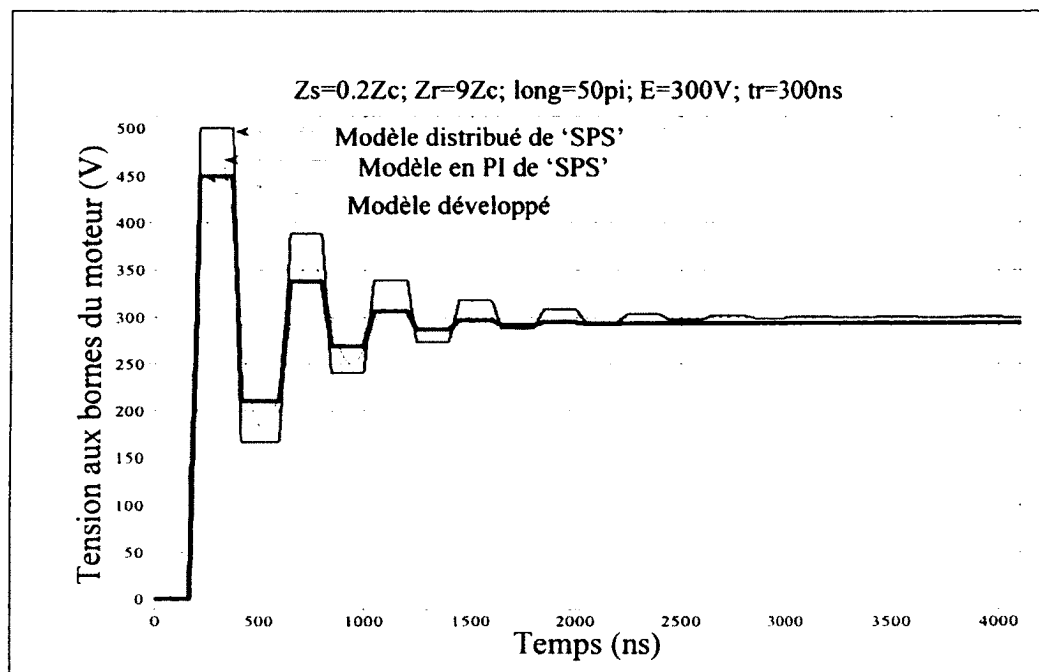


Figure 5. 14 Comparaison avec les modèles du SPS (Exemple 1).

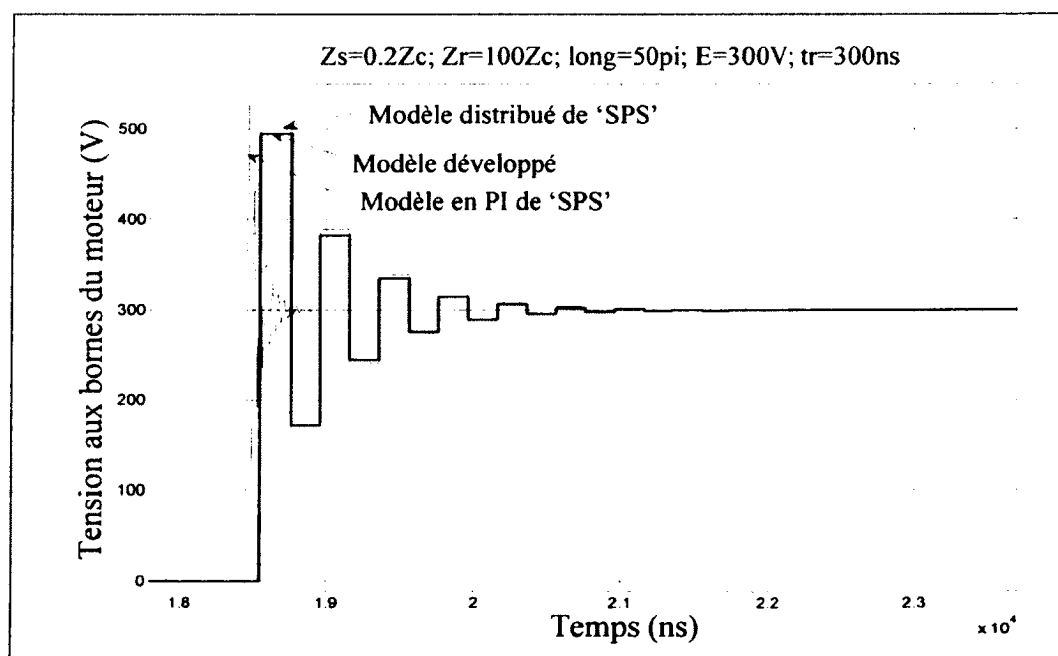


Figure 5. 15 Comparaison avec les modèles du SPS (Exemple 2).

5.4 Autres simulations utilisant les autres modèles développés

On présente ci-après des résultats de simulation basés sur les données d'un système d'entraînement expérimenté au laboratoire:

- La figure 5.16 présente la simulation des premiers termes de la tension réfléchie aux bornes du moteur ($x = \ell$), qui résulte d'une impulsion de tension lorsqu'un câble de 200 pi de long est utilisé. Comme on peut remarquer, la première tension réfléchie est presque égale à l'unité ($\cong 0.95$ p.u). Les tensions réfléchies d'ordre paires sont positives, dû au fait que l'impédance de la charge est supérieure à l'impédance caractéristique du câble. Par contre, les tensions réfléchies d'ordre impaires sont négatives par le fait que l'impédance de la source est inférieure à l'impédance caractéristique du câble.
- La figure 5.17 présente la simulation des premiers termes de la tension incidente à la sortie de l'onduleur ($x = 0$). Pour la même raison explicitée ci-haut, les tensions incidentes d'ordre paires sont positives. Par contre, les tensions incidentes d'ordre impaires sont négatives.
- La figure 5.18 présente la tension incidente, la tension réfléchie et la tension résultante, au milieu du câble ($x = \ell/2$), obtenue en utilisant le modèle global.
- La figure 5.19 présente le courant incident, le courant réfléchi et le courant parasite en mode différentiel résultant, au milieu du câble ($x = \ell/2$), obtenue en utilisant le modèle global.
- La figure 5.20 présente la tension incidente, la tension réfléchie et la tension résultante, à l'extrémité du câble ($x = \ell$), obtenue en utilisant le modèle global.
- La figure 5.21 présente le courant incident, le courant réfléchi et le courant parasite en MD résultant, à l'extrémité du câble ($x = \ell$), obtenus en utilisant le modèle global.
- La figure 5.22 présente le courant incident, le courant total $i(0,t)$, $i(\ell/2, t)$ et $i(\ell, t)$ en utilisant le modèle global.

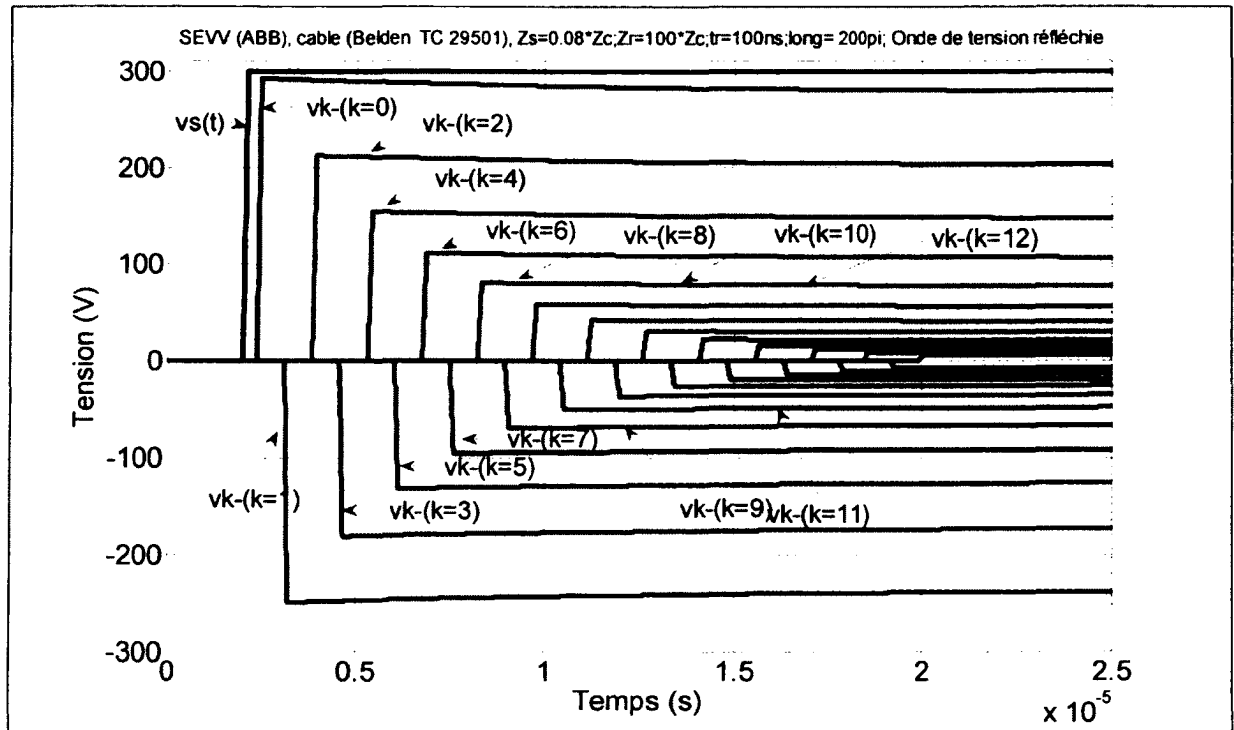


Figure 5.16 Simulation des premiers termes de l'onde de tension réfléchie au niveau du moteur.

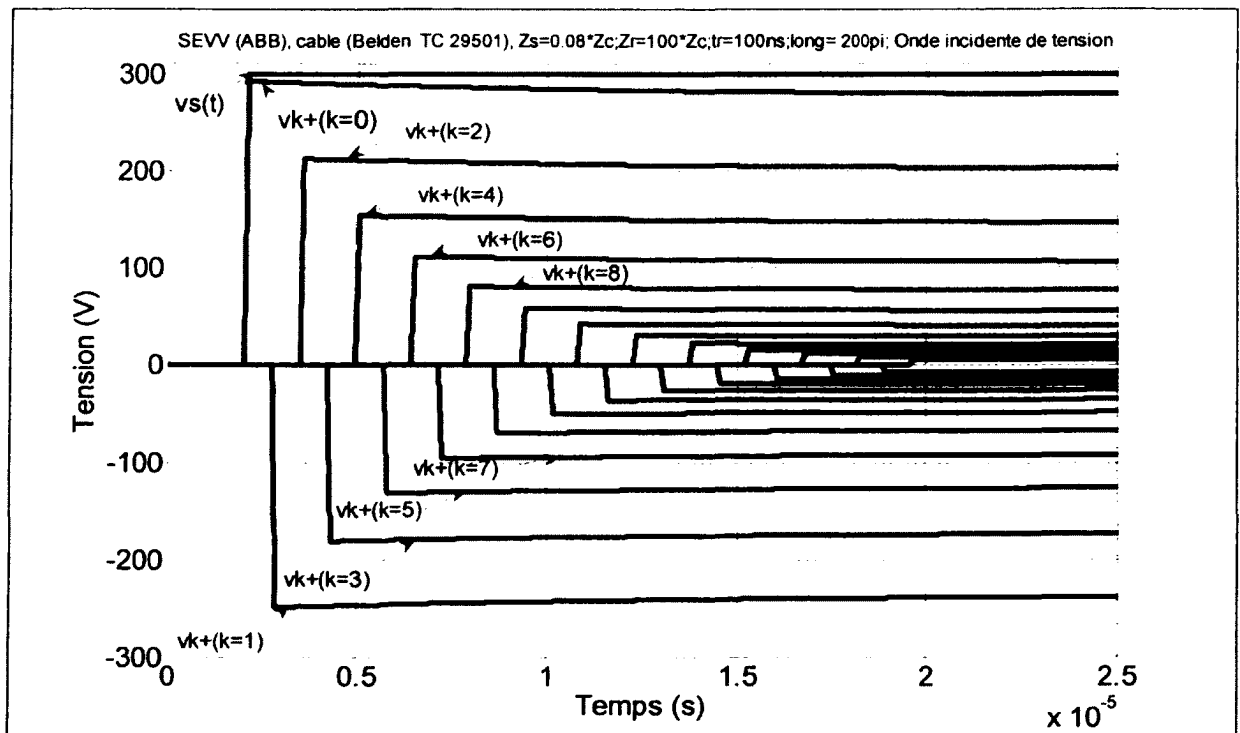


Figure 5.17 Simulation des premiers termes de l'onde de tension incidente au niveau de l'onduleur.

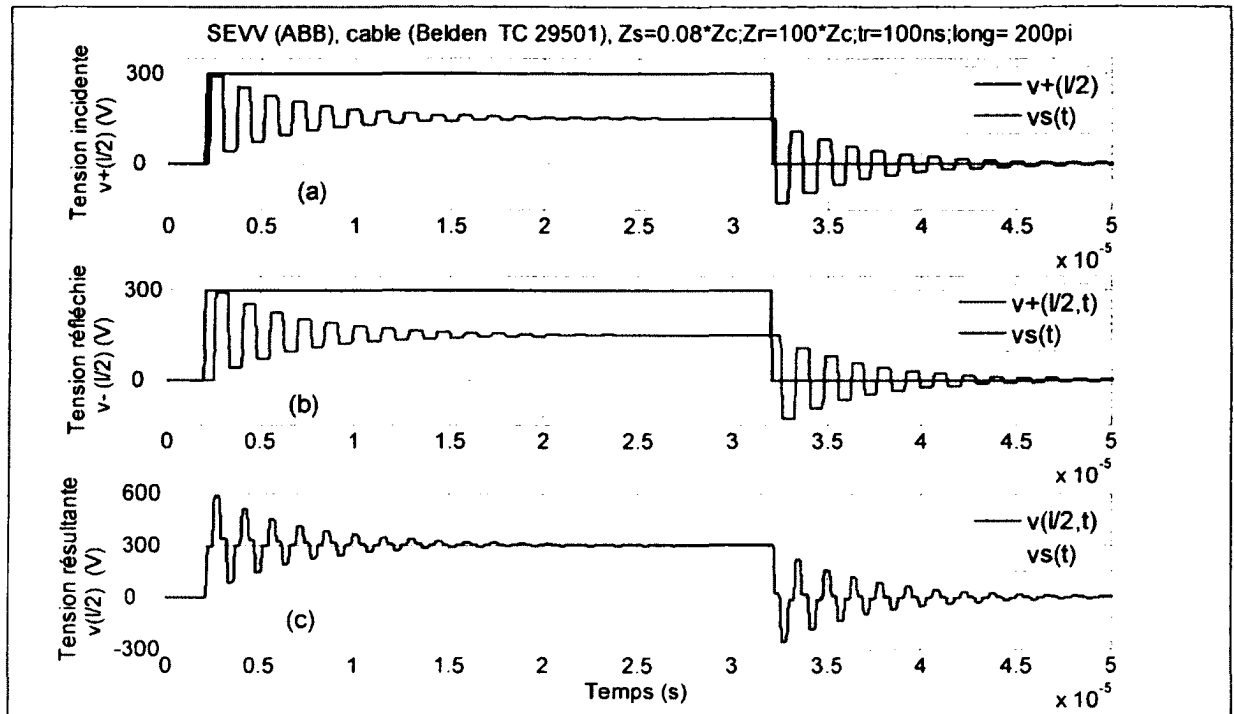


Figure 5.18 Tension au milieu ($x = \ell/2$) du câble, 200 pi.
 (a) Tension incidente (b) Tension réfléchie (c) Tension résultante.

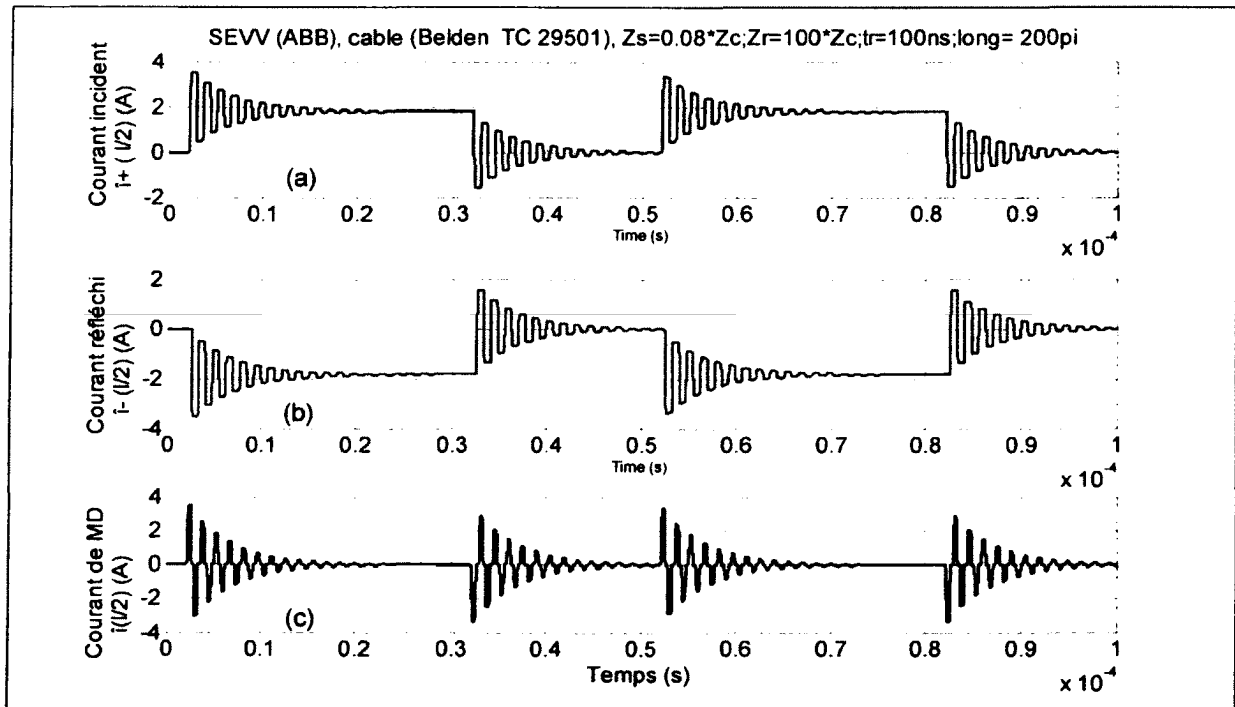


Figure 5.19 Courant parasite en MD au milieu ($x = \ell/2$) du câble, 200 pi.
 (a) Courant incident (b) Courant réfléchi (c) Courant de MD résultant.

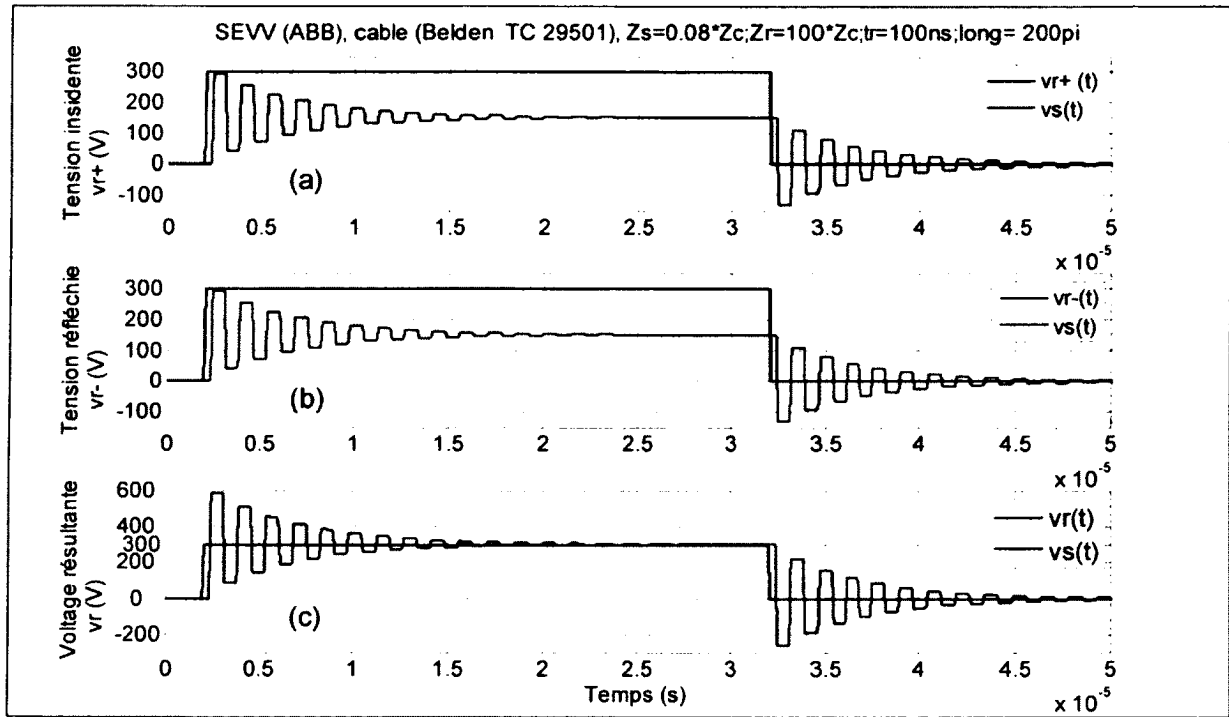


Figure 5.20 Tension aux bornes du moteur ($x = \ell$), câble de 200 pi

(a) Tension incidente (b) Tension réfléchie (c) Tension résultante.

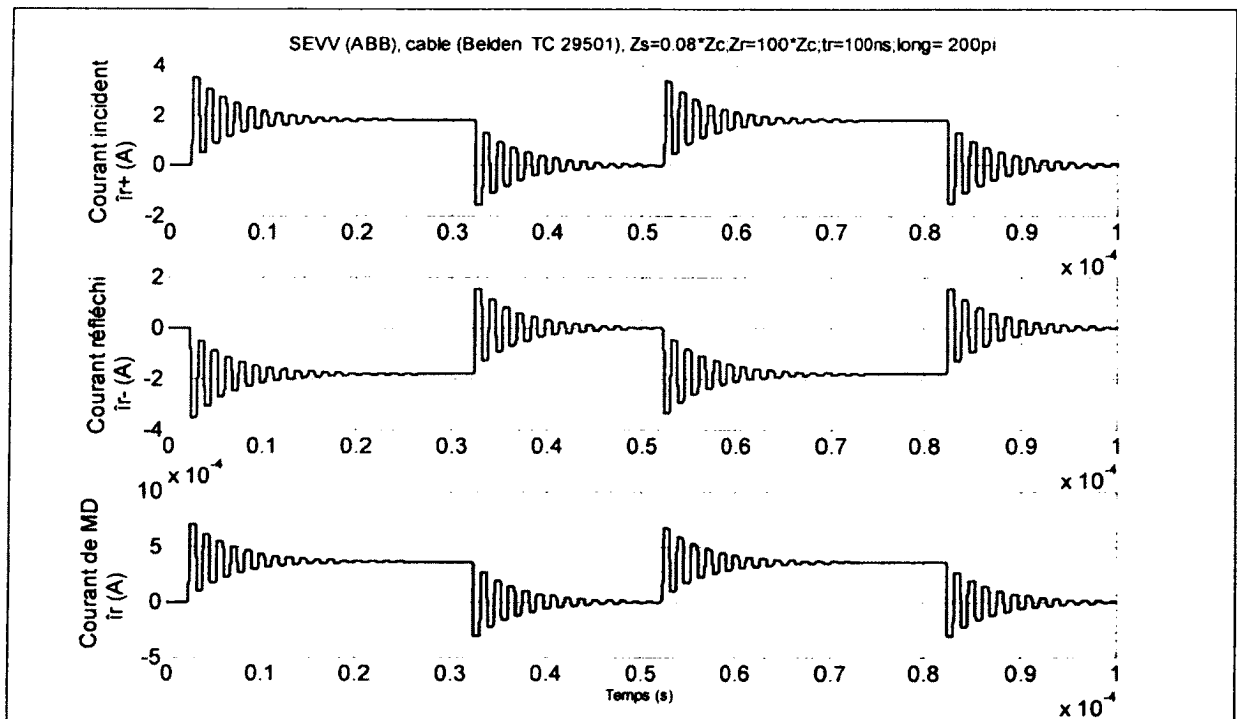


Figure 5.21 Courant absorbé par le moteur ($x = \ell$), câble de 200 pi.

(a) Courant incident (b) Courant réfléchi (c) Courant de MD résultant.

5.5 Une autre alternative: Nouveaux modèles aux équations de retard

On a développé une autre approche pour analyser les surtensions haute fréquences et les courants parasites en MD qui leur sont associés. Cette approche s'applique particulièrement aux extrémités de câble. Elle peut être utile lorsqu'on s'intéresse seulement aux surtensions HF aux bornes du moteur ou aux effets de la réflexion d'onde sur les courants absorbés par la machine ou ceux fournis par l'onduleur.

Comme pour les méthodes développées précédemment, cette approche tient compte de l'impédance caractéristique du câble, de son temps de propagation, des impédances du moteur et de l'onduleur en haute fréquence et des temps de montée et de descente des impulsions générées par l'onduleur. Cette modélisation est recommandée lorsque le modèle du moteur est disponible à haute fréquence ainsi que celui de l'onduleur. En effet, elle se présente en un schéma de simulation qui consiste à connecter les deux modèles utilisant SPS ou autre logiciel. Cette méthode se distingue par rapport aux méthodes précédentes par le fait qu'elle n'utilise pas les coefficients de réflexion; par contre, elle utilise les retards causés par le temps de propagation.

5.5.1 Développement d'équations de retard

En appliquant les conditions aux limites aux extrémités du câble, le système d'équations (3.8) implique les systèmes d'équations (5.15) et (5.16). À partir de ces deux systèmes, on déduit les systèmes d'équations (5.17) et (5.18). Pour un câble sans pertes, (5.18) s'écrit (5.19). Le système d'équations (5.19) peut être alors transformé dans le domaine du temps pour donner le système (5.20). Du système (5.20), on déduit facilement qu'on a le système (5.21); où $v_{Sd}(t)$ et $v_{Rd}(t)$ sont ce qu'on peut appeler des tensions de retard exprimées par (5.22).

$$\begin{cases} V(0,s) = V^+(s) + V^-(s) \\ \hat{I}(0,s) = \frac{1}{Z_c}(V^+(s) - V^-(s)) \end{cases} \quad (5.15)$$

$$\begin{cases} V(\ell, s) = V^+(s)e^{-\gamma\ell} + V^-(s)e^{\gamma\ell} \\ \hat{I}(\ell, s) = \frac{1}{Z_c}(V^+(s)e^{-\gamma\ell} - V^-(s)e^{\gamma\ell}) \end{cases} \quad (5.16)$$

$$\begin{cases} V(0, s) + Z_c \hat{I}(0, s) = 2V^+(s) \\ V(0, s) - Z_c \hat{I}(0, s) = 2V^-(s) \end{cases} \quad (5.17)$$

$$\begin{cases} V(\ell, s) + Z_c \hat{I}(\ell, s) = (V(0, s) + Z_c \hat{I}(0, s))e^{-\gamma\ell} \\ V(\ell, s) - Z_c \hat{I}(\ell, s) = (V(0, s) - Z_c \hat{I}(0, s))e^{\gamma\ell} \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\begin{cases} V_R(s) + Z_c \hat{I}_R(s) = (E_S(s) + Z_c \hat{I}_S(s))e^{-s\tau} \\ V_R(s) - Z_c \hat{I}_R(s) = (E_S(s) - Z_c \hat{I}_S(s))e^{s\tau} \end{cases} \quad (5.19)$$

$$\begin{cases} e_S(t - \tau) + Z_c \hat{i}_S(t - \tau) = v_R(t) + Z_c \hat{i}_R(t) \\ v_R(t - \tau) - Z_c \hat{i}_R(t - \tau) = e_S(t) - Z_c \hat{i}_S(t) \end{cases} \quad (5.20)$$

$$\begin{cases} v_R(t) = -Z_c \hat{i}_R(t) + v_{Sd}(t) \\ e_S(t) = Z_c \hat{i}_S(t) + v_{Rd}(t) \end{cases} \quad (5.21)$$

$$\begin{cases} v_{Sd}(t) = e_S(t - \tau) + Z_c \hat{i}_S(t - \tau) \\ v_{Rd}(t) = v_R(t - \tau) - Z_c \hat{i}_R(t - \tau) \end{cases} \quad (5.22)$$

5.5.2 Circuit équivalent en découplant

Des systèmes d'équations (5.21) et (5.22), on déduit que le circuit monophasé de la figure 3.2, peut être converti en deux représentations:

- La première consiste à modéliser le système en deux circuits: Le premier circuit modélise le côté onduleur tel que montré sur la figure 5.22-a; le deuxième modélise le côté moteur tel que montré sur la figure 5.22-b. La tension à la sortie de l'onduleur $e_S(t)$ et le courant en MD $\hat{i}_S(t)$ dépendent des valeurs retardées de la tension et courant aux bornes du moteur $v_R(t - \tau)$ and $\hat{i}_R(t - \tau)$. De même, le transitoire de la tension aux

bornes du moteur $v_R(t)$ et le courant qui lui est associé $\hat{i}_R(t)$ dépendent des valeurs retardées de la tension et courant du côté onduleur $e_S(t - \tau)$ and $\hat{i}_S(t - \tau)$.

- La deuxième représentation consiste à fusionner les schémas de la figure 5.22 en un seul schéma en introduisant un transformateur imaginaire (qui n'a aucune relation avec un transformateur conventionnel), comme indiqué sur la figure 5.23. Cette représentation est proposée pour montrer que, d'après (5.21), le câble transforme la tension du côté onduleur au côté moteur (et vice versa), avec un retard égal au temps de propagation τ .

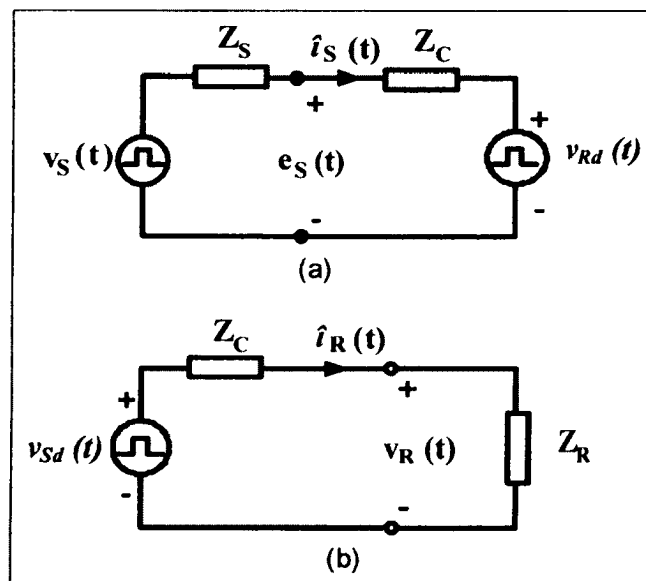


Figure 5.22 Première représentation.

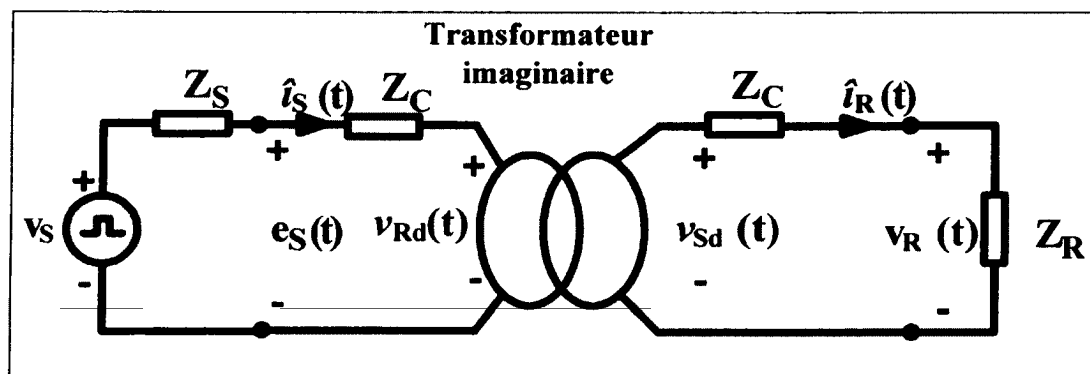


Figure 5. 23 Deuxième représentation.

5.5.3 Nouveau modèle en découplant

Afin de compiler la tension et le courant des circuits de la figure 5.22, un algorithme approprié a été développé, comme présenté sur la figure 5.24. Cet algorithme consiste en sept étapes principales:

Étape 1: On déclare les paramètres nécessaires: L , C , Z_R , Z_S . Autres paramètres sont également implicitement reportés par calcul: v , τ , et Z_C .

Les variables suivantes sont déclarées comme vecteurs: v_S , \hat{i}_S , e_S , v_R , \hat{i}_R , v_{Rd} , v_{Sd} . Afin d'avoir un résultat précis, le pas de calcul Δt est choisi de manière à ce qu'il soit un diviseur entier du temps de propagation τ : $\tau = k\Delta t$; k entier.

Étape 2: Une indexation définie par $x(k) = x(k\Delta t)$ est appliquée pour chacune des variables précédentes. Les conditions initiales ainsi que le temps de simulation sont fixés.

Étape 3: Le temps est augmenté avec un pas de calcul (" $t = t + \Delta t$ "), ainsi que l'indexe k (" $k = k + 1$ "). La valeur du temps t est enregistrée à chaque pas de calcul dans une autre variable t_{out} .

Étape 4: Tant que t ne dépasse pas τ , les valeurs de v_R , \hat{i}_R , v_{Rd} , v_{Sd} sont maintenues à leurs valeurs initiales. Ceci est dû au fait que l'onde mobile de tension ne peut arriver aux bornes du moteur si le temps de propagation τ n'est pas dépassé.

Étape 5: Lorsque le temps t dépasse le temps de propagation τ , le calcul et stockage des variables suivantes v_{Rd} , \hat{i}_S , v_{Sd} , \hat{i}_R , e_S et v_R vont être effectués. Les formules utilisés dans ces calculs sont indiqués directement sur l'algorithme de la figure 5.24. Comme montré dans cette figure, l'étape 5 est subdivisée en six sous-étapes.

Étape 6: Tant que le temps t ne dépasse pas le temps de simulation t_{sim} , qui a été fixé au préalable, on retourne à l'étape 3.

Étape 7: Lorsque t dépasse le temps de simulation t_{sim} , la valeur de tension calculée aux bornes du moteur $v_R(t_{out})$ est tracée. Le courant $\hat{i}_R(t_{out})$ ainsi que la tension $e_S(t_{out})$ et le courant $\hat{i}_S(t_{out})$ sont également tracés.

Le programme est réalisé sur Matlab; il a été validé en utilisant plusieurs branches RLC uniformément distribuées de SPS.

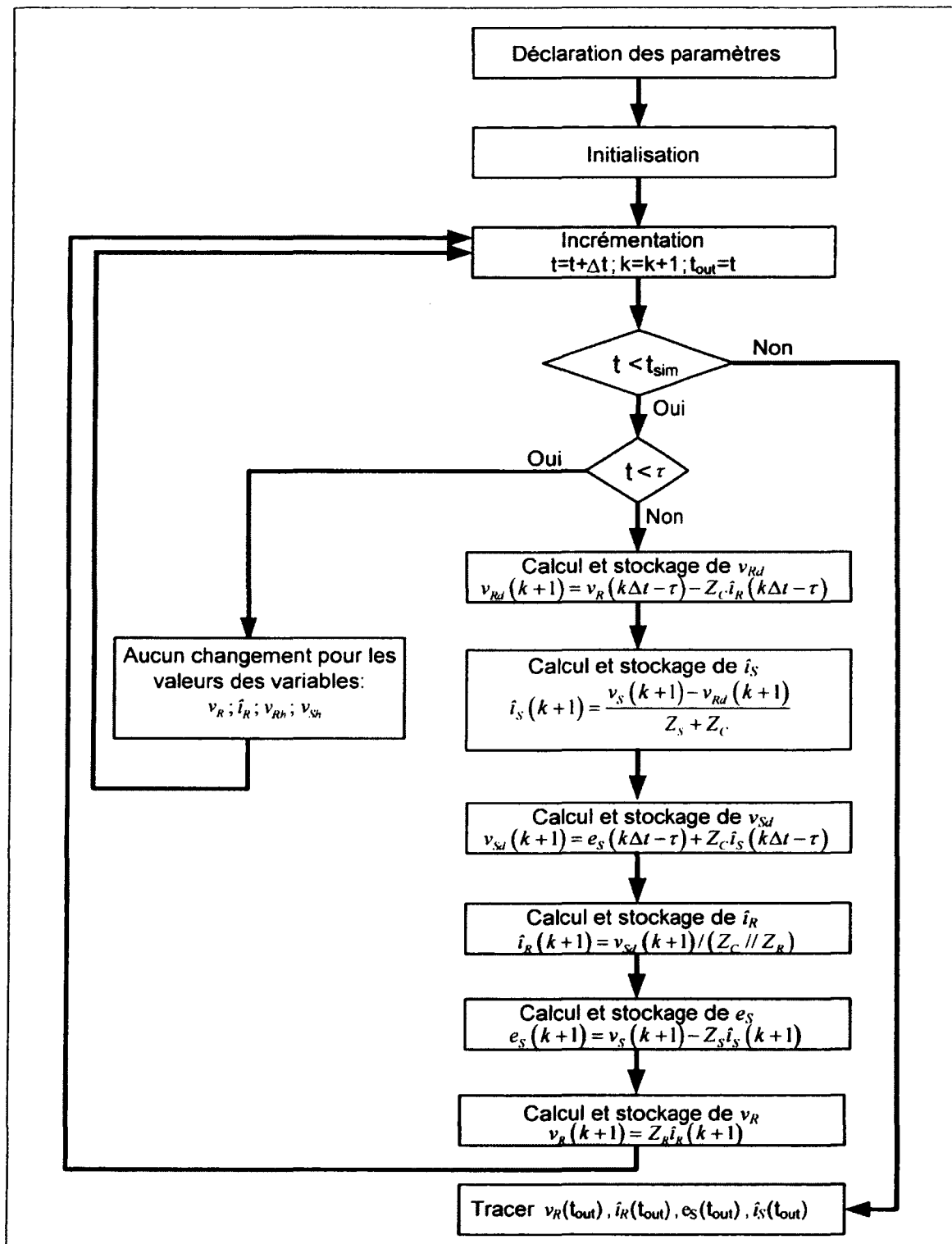


Figure 5.24 Algorithme proposé.

5.5.4 Deuxième modèle en découplant

Le SPS de Matlab offre un bloc "Controlled Voltage Source" qui convertit le signal d'entrée de Simulink en une source de tension équivalente. Il a été vérifié que la tension générée est contrôlée par le signal d'entrée sans aucune modification des temps de montée et descente. Ainsi, une combinaison entre SPS et Simulink permet de fusionner les deux circuits de la figure 5.22 en un seul circuit équivalent. En d'autre terme, elle permet de réaliser le transformateur imaginaire de la figure 5.23, comme indiqué sur la figure 5.25. Ce schéma de simulation constitue, par conséquent, un outil pratique pour prédire les transitoires, dus à la réflexion d'onde, relatifs à la fois à la tension et le courant.

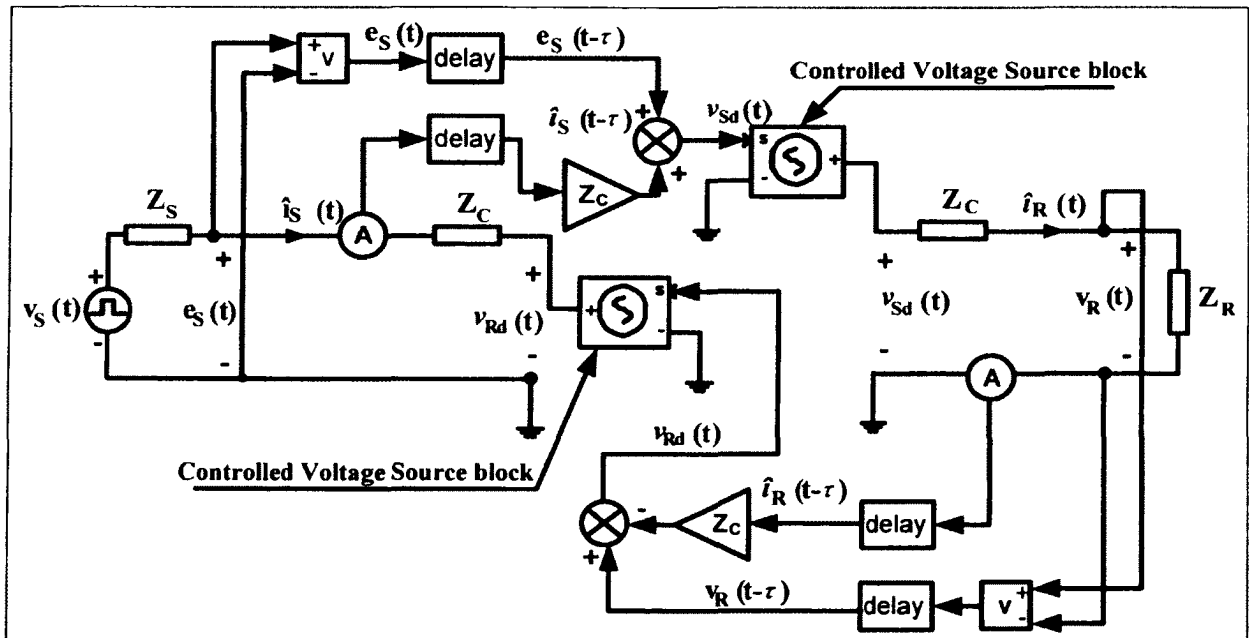


Figure 5.25 Outil de simulation proposé.

5.6 Conclusion

D'une part, nous avons développé de nouveaux modèles qui permettent de visualiser la réponse dynamique d'un SEVV aux impulsions de tension générées par l'onduleur. Ces modèles sont basés sur les expressions mathématiques obtenues aux chapitres 3 et 4. Ils

permettent de simuler les formes d'ondes suivantes en tout point le long du câble reliant le moteur à l'onduleur:

- L'onde de tension incidente
- L'onde de tension réfléchie
- L'onde de courant incident
- L'onde de courant réfléchi
- La tension transitoire
- Le courant parasite de MC transitoire,
- Le courant global

Les modèles précités tiennent compte de tous les paramètres pertinents dont dépendent les transitoires de tension et de courant, dus aux ondes mobiles. On retrouve implicitement:

- Des paramètres relatifs à l'onduleur: Son impédance Z_S et sa tension à vide v_S ; ce dernier paramètre porte sur le niveau de la tension continue, le temps de montée t_r et de descente t_d des impulsions ainsi que la fréquence de modulation.
- Paramètres relatifs au câble : son impédance caractéristique Z_C et son temps de propagation τ . Notons que Z_C englobe implicitement l'inductance L et la capacité C du câble telles que définies au chapitre 3. Le temps de propagation τ englobe en plus de L et C , la longueur ℓ du câble.
- Paramètres relatifs au moteur : L'impédance à haute fréquence Z_R du moteur. Elle englobe, les inductances cycliques, les capacités entre spires et les résistances du stator. Elle inclut également les capacités de couplage carcasse-stator et carcasse-rotor.

Le chapitre a également fait objet des validations préliminaires, qui ont été réalisées de deux façons:

- En utilisant le diagramme de Bewley: La réponse à un échelon, de chacun des modèles de tension développés, donne le même résultat que celui de la méthode du diagramme de Bewley.
- En utilisant un modèle 'réel' à paramètres distribués: La réponse à des impulsions MLI, de chacun des modèles de tension développés, concorde bien avec celle de la méthode utilisant la représentation 'réelle' des paramètres distribués du câble.

On a enfin montré les performances de la technique proposée et ses avantages par rapport à la technique qui implique une représentation complète du système intégrant les modèles du câble de SPS. Cette dernière méthode s'avère, suite à plusieurs simulations, inconmode pour un système d'entraînement utilisant des interrupteurs rapides et un câble long.

D'autre part, nous avons développé une deuxième approche qui ne tient pas compte des coefficients de réflexion. Cette approche s'applique particulièrement aux extrémités de câble. Elle peut être utile lorsqu'on s'intéresse seulement aux surtensions HF aux bornes du moteur ou aux effets de la réflexion d'onde sur les courants absorbés par la machine ou ceux fournis par l'onduleur. Cette approche nous a permis de construire deux schémas équivalents qui montrent l'interaction entre la source et la charge due au temps de propagation du câble. À partir de ces schémas équivalents, un algorithme a été développé et compilé sur Matlab pour prédire les transitoires et courants générés par la propagation d'onde. Par ailleurs, un outil de simulation combinant des blocs de SPS et Simulink a également été développé pour réaliser la même fonction.

Le chapitre prochain sera consacré, dans sa première moitié, à des validations expérimentales de l'ensemble des modèles développés.

CHAPITRE 6

VALIDATIONS ET INVESTIGATIONS EXPÉRIMENTALES

Des validations expérimentales des modèles développés ont été réalisées sur un système d'entraînement industriel de puissance 5 kVA.

La difficulté de ces validations réside sur la complexité des mesures des différents paramètres du système. En l'absence des méthodes de mesure directes, on a développé notre propre approche de mesure. Cette approche a consisté, d'une part, à estimer par expérimentation les impédances requises. D'autre part, elle a consisté à mesurer avec précision les paramètres du câble.

Les paramètres du système ainsi mesurés ont été intégrés dans les modèles développés. En suite, les résultats de simulations ont été comparés aux résultats expérimentaux pour différentes longueurs de câble. Ces résultats ont montré que les modèles développés donnent de bonnes prédictions se rapportant au niveau maximal de la tension entre-phases, de la valeur crête à crête du courant parasite en mode différentiel, ainsi que la fréquence de leur oscillation, lorsqu'un câble long est utilisé.

6.1 Présentation du système

Une série d'expérimentations a été réalisée sur un système d'entraînement industriel, de marque ABB, de puissance 5 kVA. Le système est composé principalement d'un redresseur triphasé, d'un lien à cc, d'un onduleur de tension triphasé et d'un hacheur de freinage; figure 6.0.

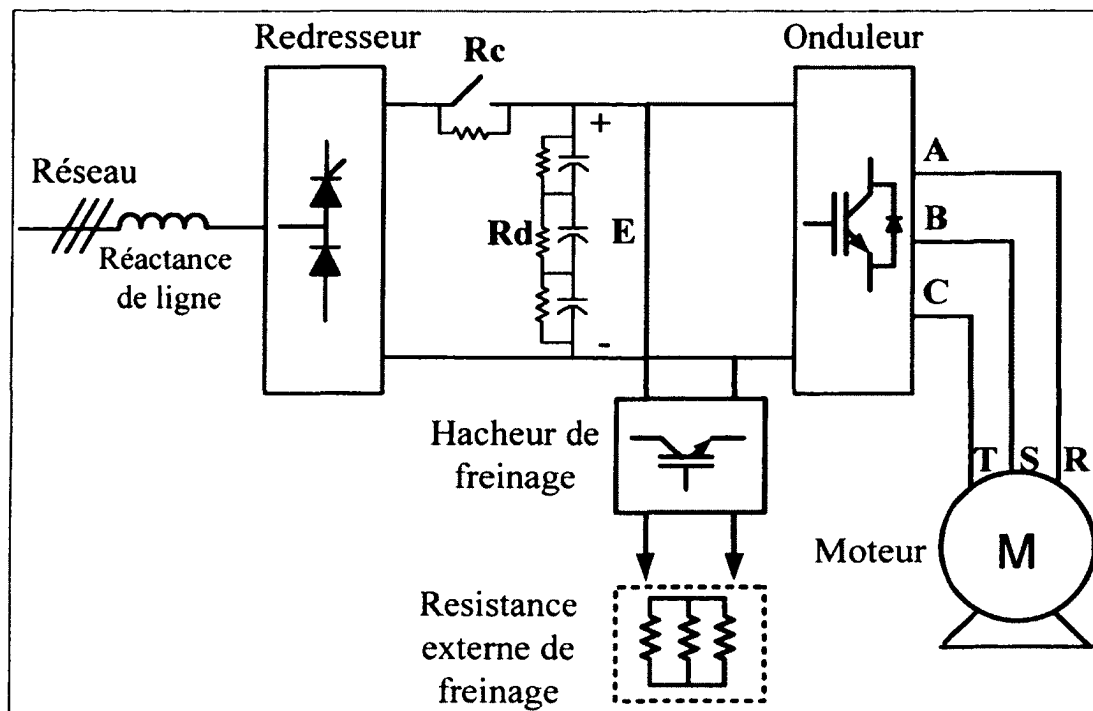


Figure 6.0 Circuit de puissance.

6.1.1 Le redresseur

Le redresseur est alimenté à partir de la tension du secteur 208V, 60Hz et fournit une tension au niveau du lien à courant continu (CC) de 300V. Il est de type pond mixte (combinaison de 3 thyristors et 3 diodes) et il comporte une réactance de ligne. Cette réactance est employée pour améliorer la forme d'onde du courant de ligne. Elle réduit aussi l'ondulation du courant dans la capacité du lien à cc et prolonge la durée de vie de celle-ci. Cette réactance est placée du côté du réseau afin de protéger les semi-conducteurs du redresseur contre les transitoires de la ligne d'alimentation. Par ailleurs, elle contribue à l'atténuation des émissions électromagnétiques du convertisseur de fréquence.

6.1.2 Le lien à cc.

Le lien à courant continu est composé de trois condensateurs en série, d'un contacteur et d'une résistance de charge R_c et de trois résistances de décharge R_d . Les condensateurs et la réactance de ligne forment un filtre pour les pulsations de la tension redressée.

Durant la charge des condensateurs, le contacteur est ouvert et la résistance R_c réduit le courant de charge. Le contacteur court-circuite la résistance une fois la commande de l'onduleur est opérationnelle. Au début de la charge du condensateur, les thyristors sont désactivés et le courant circule à travers les diodes et la résistance R_c de charge. À la fin de la charge, les thyristors sont activés continuellement et le redresseur fonctionne comme un pont à diodes standard. Le nombre de cycles de charge est adéquatement limité afin d'éviter l'échauffement de la résistance de charge R_c . Les résistances R_d permettent la décharge des condensateurs dans quelques minutes après la coupure d'alimentation. Elles permettent aussi la distribution égale de la tension cc à travers les condensateurs.

6.1.3 L'onduleur

L'onduleur utilise trois modules intégrés de transistors bipolaires à grille isolée (IGBTs) de la dernière génération. Chaque module comporte deux IGBTs avec leurs diodes de roue libre et leurs capacités de protection.

La commande du moteur est de type MLI programmée et est basée sur la technologie du contrôle direct de couple ou ('Direct Torque Control - DTC'). Les courants sur deux phases et la tension du bus cc sont mesurés et utilisés pour la commande. Le courant sur la troisième phase est utilisé pour la protection contre les défauts de terre. Cette commande est appliquée aux IGBTs avec une fréquence moyenne de commutation de 3kHz, et ce de manière à avoir trois tensions équilibrées aux bornes du moteur.

Le fonctionnement est assuré dans les quatre quadrants et le freinage est réalisé par dissipation de l'énergie cinétique grâce à un hacheur et une résistance de freinage. Lors du ralentissement ou la décélération, le hacheur est actionné par un signal provenant de la régulation pour débiter sur une résistance externe.

Le circuit de puissance du convertisseur est réalisé sur une seule carte. Le hacheur est réalisé en un bloc séparé et sa résistance de freinage est externe et placée dans un bloc également séparé. Les circuits de commande sont réalisés en plusieurs cartes, notamment:

- Une carte de commande du moteur et d'E/S comprenant une liaison optique avec la carte de puissance
- Une carte de commande du pont d'entrée
- Une carte de diagnostic et d'interface
- Une carte de commande du hacheur de freinage

L'onduleur dispose d'un nombre de variables E/S configurables localement ou à distance par ordinateur.

6.1.4 Moteur et câble

Le moteur est asynchrone, et également de marque ABB, de puissance 3HP, 380Y/220Δ, 1750 tr/min. Le câble est flexible, blindé, et composé de 4 conducteurs, de taille 14 AWG, 1000 V UL, de marque BELDEN, destiné aux entraînements à vitesse variable.

L'annexe 6.1, ci-joint, présente les caractéristiques du système ainsi que les désignations du moteur et du câble utilisés pour ces expérimentations.

6.1.5 Présentation visuelle

La photo de la figure 6.1 montre une vue externe du convertisseur. On y voit que le convertisseur est muni d'un panneau de configuration locale, un transformateur d'isolation, et un hacheur avec une résistance de freinage. On y voit aussi un ordinateur doté d'un logiciel spécial qui constitue le système de pilotage. Il assure la commande et l'acquisition des données et ce en temps réel.

La photo de la figure 6.2 montre la machine asynchrone couplée à une machine à courant continu, qui fonctionne en génératrice dans le cas où on désire expérimenter un fonctionnement en charge. La photo de la figure 6.3 montre le câble utilisé où ses constituants sont identifiés.

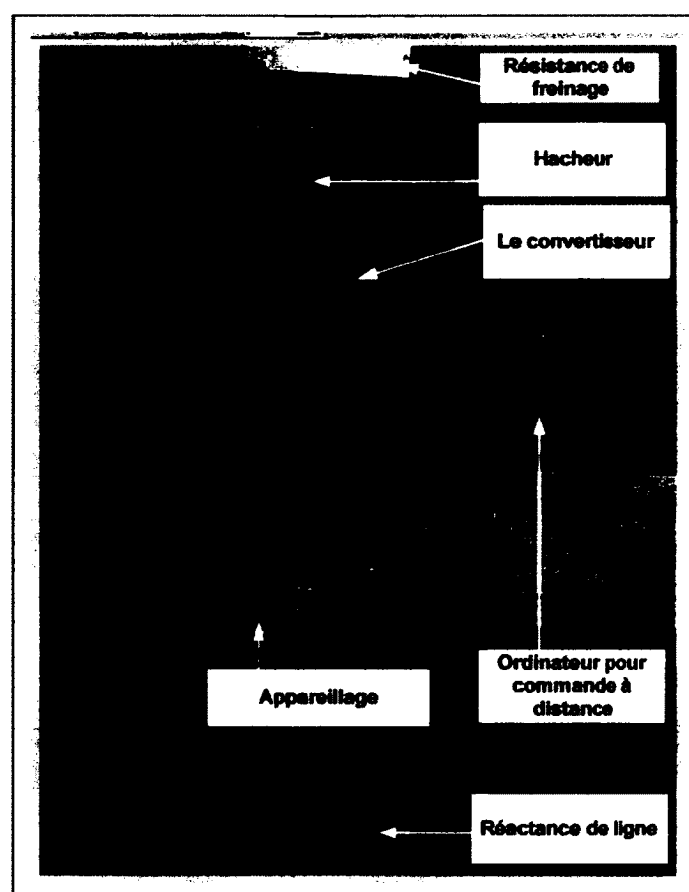


Figure 6.1 Photo du convertisseur.

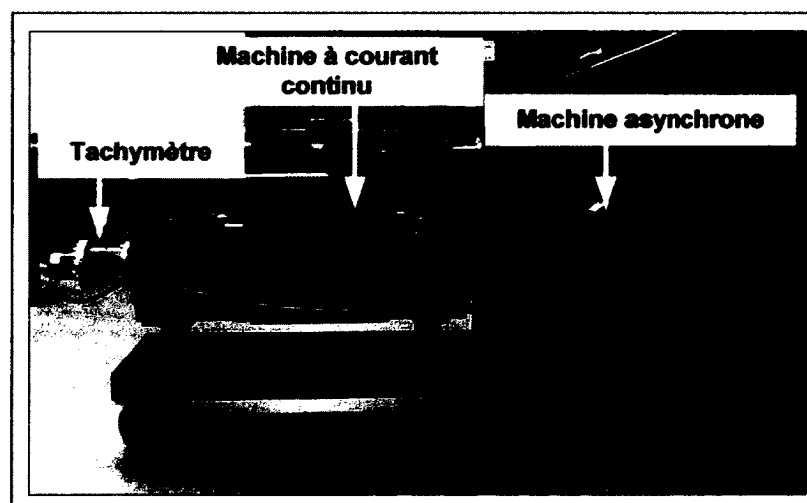


Figure 6.2 Photo du moteur asynchrone couplé à une machine à cc.

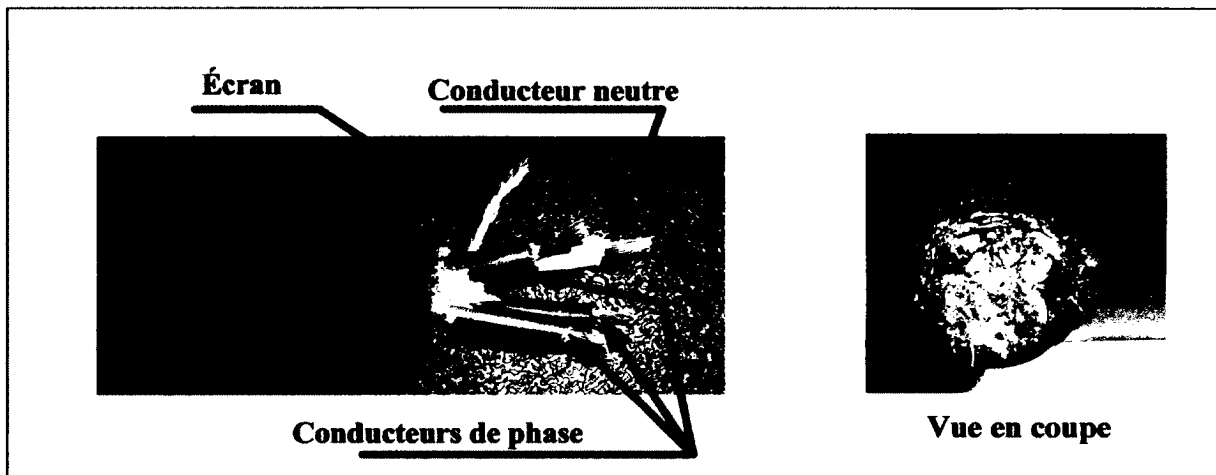


Figure 6.3 Photo du câble.

6.2 Les mesures des caractéristiques

6.2.1 Détermination des paramètres de l'onduleur

Durant chaque impulsion fournie par l'onduleur, celui-ci se comporte comme un lien DC électrolytique chargé, en série avec des inductances et résistance parasites. L'impédance vue de l'onduleur a été mesurée en appliquant sa tension de sortie entre phases à une résistance non bobinée de $80\ \Omega$. La tension MLI obtenue aux bornes de cette résistance montre que la tension CC est réduite de 300 V à environ 286 V. On en a déduit que cette impédance peut être évaluée à environ $4\ \Omega$.

Le temps de montée t_r des impulsions est de l'ordre de 232 ns, comme le montre la figure 6.4, ce qui est équivalent à un dv/dt de $1293\ \text{V}/\mu\text{s}$ et correspond, par conséquent, à une fréquence de 1.37 MHz.

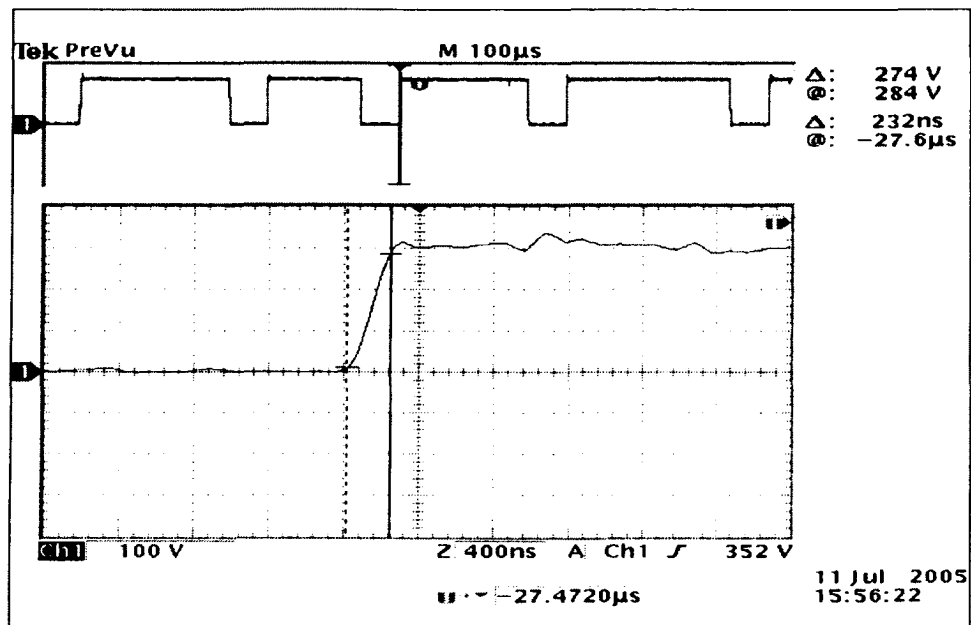


Figure 6.4 Mesure du temps de montée des impulsions.

6.2.2 Détermination de l'impédance du moteur

L'impédance Z_R que présente le moteur vis-à-vis des ondes mobiles avec un temps de montée rapide n'est pas bien documentée et elle n'est pas facilement mesurable. Toutefois, le modèle du moteur à haute fréquence est relativement disponible dans la littérature (Von Jouanne, 1996). Ce modèle montre qu'à haute fréquence, le moteur peut être considéré comme un "circuit ouvert". En effet, dans le présent travail, il a été prouvé, par des expérimentations, qu'en appliquant la tension de sortie du convertisseur à un câble "infini", à vide, on obtient à ses extrémités une forme d'onde de tension similaire à celle à celle obtenue lorsque ce même câble alimente le moteur sous les mêmes conditions. Ceci prouve que l'impédance caractéristique du câble Z_C est négligeable comparativement à celle du moteur Z_R . De plus, tenant compte des expressions des coefficients de réflexion, on vérifie que le niveau de tension maximal varie très peu pour une variation de Z_R au-delà de $100 Z_C$. Des simulations avec une variation de Z_R entre $100 Z_C$ et $1000 Z_C$ avaient donné des résultats similaires.

6.2.3 Mesure des paramètres du câble

Afin d'estimer la vitesse de propagation le long du câble, des mesures de sa résistance, inductance et capacité ont été effectuées sur une plage de fréquence allant jusqu'à 2 MHz. Ces mesures ont été réalisées en utilisant un analyseur magnétique d'impédance de grande précision ("LCR Analyzer" de marque (WAYN KERR, type 3260B)) ; voir photo de la figure 6.5. La représentation du câble par unité de longueur est donnée sur la figure 6.6.

Sur la figure 6.6 (a), on identifie les éléments suivants :

- L_{AA} , L_{BB} et L_{CC} représentent les inductances propres des phases A, B et C respectivement ; elles sont supposées être égales.
- Les inductances mutuelles entre les phases actives M_{AB} , M_{AC} et M_{BC} ont été vérifiées être égales. Pour ceci, elles ont été représentées par une même valeur M .
- M_{Ag} , M_{Bg} et M_{Cg} sont les inductances mutuelles entre les phases actives A, B, C et le blindage, qui est à son tour relié au 4^e conducteur.

Notons qu'afin de valider les modèles développés, on a décidé de câbler le moteur en triangle (et non en étoile). Ce choix avait pour but de négliger les effets de M_{Ag} , M_{Bg} et M_{Cg} . Par conséquent, avec une telle configuration, seule l'inductance mutuelle M a été considérée.

La figure 6.6 (b) montre la capacité C_{cc} entre n'importe quelles deux phases actives et la capacité C_{cg} entre n'importe quelle phase active et le blindage. Notons que les mesures des capacités globales entre deux phases quelconques ont donné sensiblement le même résultat pour des fréquences allant jusqu'à 2MHz. Ceci nous a permis de considérer que les capacités entre phases C_{AB} , C_{AC} et C_{BC} sont toutes égales à une même valeur notée C_{cc} .

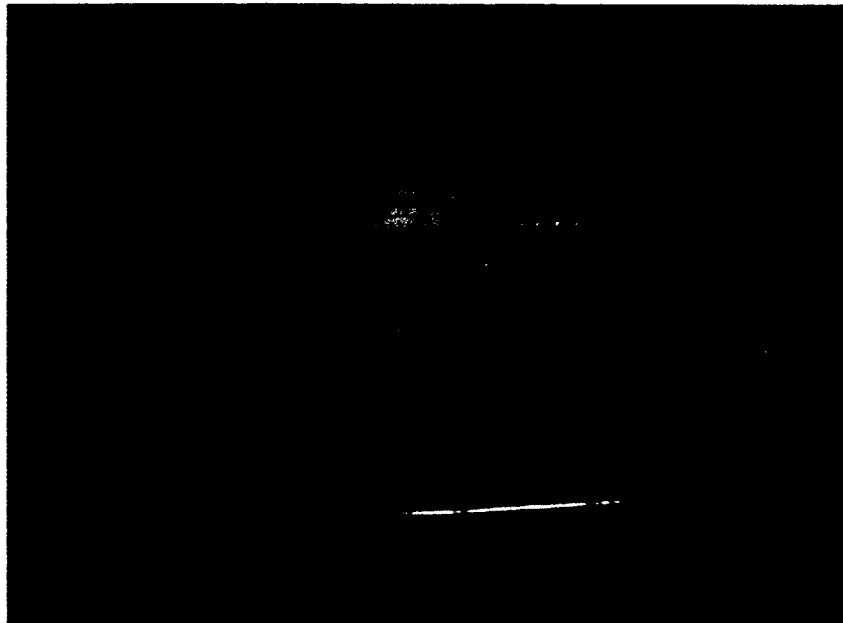


Figure 6.5 Photo de l'analyseur d'impédance utilisé.

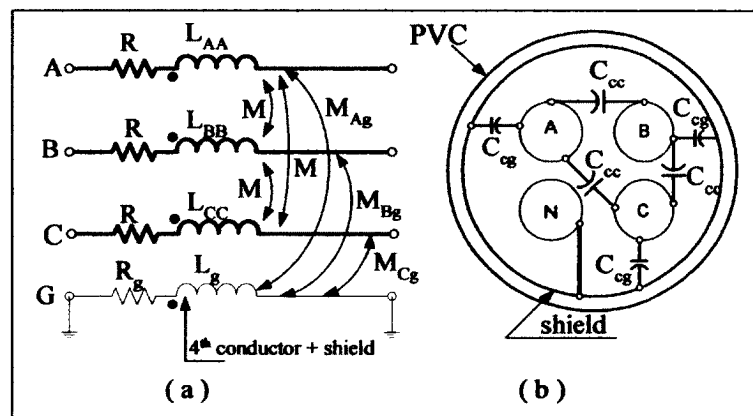


Figure 6.6 Représentation du câble utilisé.

Notons aussi que la mesure de la capacité a été réalisée en considérant que, dans une application typique, le 4^e conducteur et le blindage sont reliés ensemble. Pour ceci, la mesure de la capacité linéique entre une phase et le blindage est effectuée en s'inspirant de la méthode suggérée par Kerkman (1997). La figure 6.7 présente la méthode suggérée:

- C_a représente la valeur de la capacité entre une phase et les autres phases connectées ensemble à l'écran du câble.

- C_b représente la capacité entre les trois phases actives reliées ensemble, d'une part, et le neutre relié à l'écran, d'autre part.

Les capacités C_a et C_b sont mesurées alors que la capacité entre chaque phase active et le blindage C_{cg} est calculée suivant la formule (6.1). La capacité C vue entre deux phases actives peut être mesurée directement entre phases ou encore en divisant C_{cg} par deux : $C = C_{cg}/2$.

$$C_{cg} = \frac{C_a}{2} - \frac{C_b}{6} \quad (6.1)$$

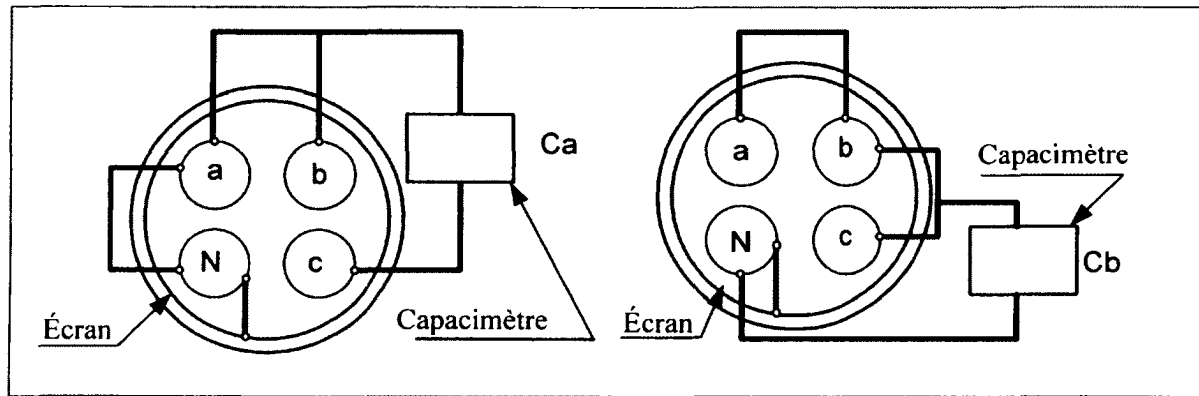


Figure 6.7 Représentation du câble utilisé.

Les résultats des mesures de la résistance linéique R et de l'inductance propre linéique L_{AA} sont donnés sur la figure 6.8. Ceux relatifs à C_a , C_b , C_{cg} et C sont donnés sur la figure 6.9. Ces mesures montrent une faible dépendance des paramètres du câble de la fréquence de 0.8 MHz à 2 MHz. Par conséquent, les résultats obtenus à la fréquence de 1MHz peuvent être retenus, à savoir : $R = 91\text{m}\Omega/\text{pi}$; $L_{AA} = 440 \text{ nH}/\text{pi}$; $G = 32 \text{ pS}/\text{pi}$; $C_{cg} = 44 \text{ pF}/\text{pi}$ et $C = 22 \text{ pF}/\text{pi}$.

La mesure de l'inductance mutuelle est réalisée à une fréquence de 60 Hz, en injectant un courant sinusoïdal de 10 A dans une phase et en mesurant la tension induite dans les autres phases. On a obtenu un coefficient de couplage $k = 0.6536$. Finalement, on a déduit $L = 152.41 \text{ nH}/\text{pi}$, $v = 546 \text{ ft}/\mu\text{s}$ and $Z_C = 83 \Omega$, à partir des équations (6.2), (6.3) et (6.4) respectivement.

$$L = L_{AA} - M = 440(1 - 0.6536) = 152.41 \text{ nH} / \text{pi}. \quad (6.2)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{1}{152.41 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^{-12}}} = 546 \text{ pi} / \mu\text{s} \quad (6.3)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{152.41 \cdot 10^{-9}}{22 \cdot 10^{-12}}} \approx 83 \Omega \quad (6.4)$$

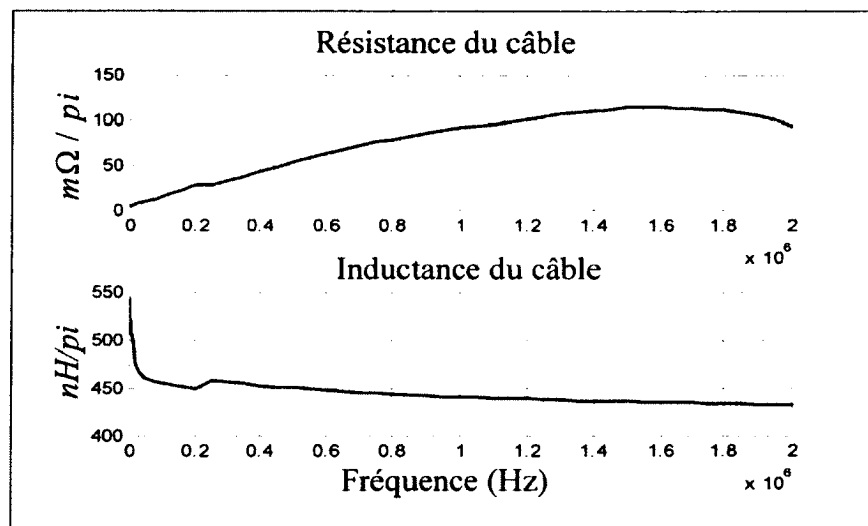


Figure 6.8 Résultats de mesure de R et L_{AA} .

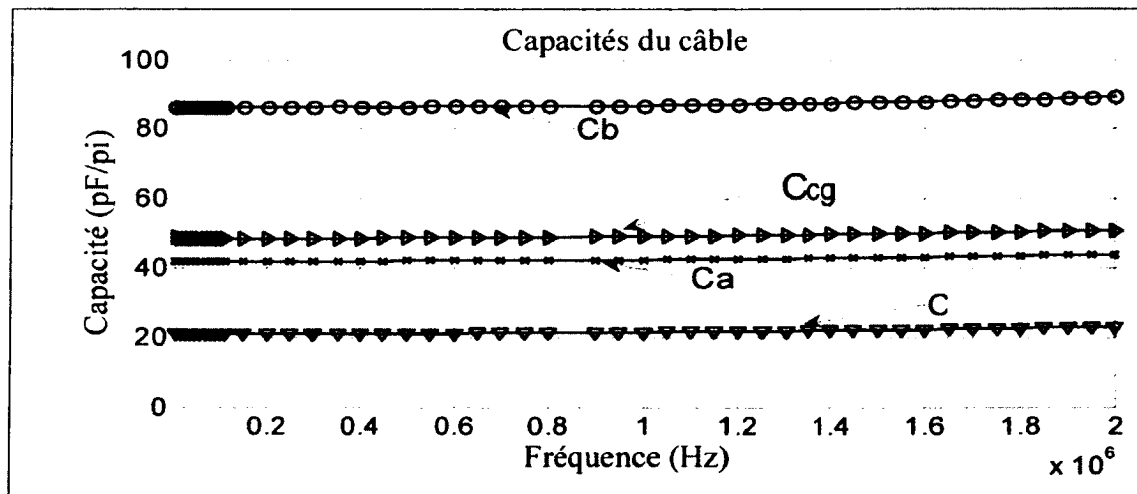


Figure 6.9 Résultats de mesure des capacités.

6.3 Validations expérimentales

6.3.1 Impédance du moteur

Dans un premier temps, et afin de confirmer la haute impédance du moteur à haute fréquence, on a procédé à une comparaison des tensions entre phases, obtenues à l'extrémité du câble, respectivement dans les deux cas suivants:

- Cas 1: le câble est à vide; une longueur de câble de 200 pi est utilisée.
- Cas 2 : le câble est relié au moteur, la même longueur de câble de 200 pi est utilisée.

Les formes d'ondes expérimentales pour une tension entre phases, relevées avec un Oscilloscope de type "Tektronics" de bande passante 300 MHz, sont présentées sur la figure 6.10. La figure 6.10(a) se rapporte au cas 1 (câble à vide); La figure 6.10(b) se rapporte au cas 2 (câble en charge).

Les trois tensions entre-phases ont été également relevées ensemble, utilisant des sondes isolées. La figure 6.11 présente ces trois tensions relevées à la fois, en utilisant un oscilloscope de type "Lecroy" de bande passante 500 MHz. La figure 6.11(a) se rapporte au cas 1 (câble à vide); La figure 6.11(b) se rapporte au cas 2 (câble en charge).

Ces formes d'ondes montrent qu'avec un câble long, à vide, donc avec une impédance de charge infinie, on obtient bien une tension entre phases similaire à celle aux bornes du moteur.

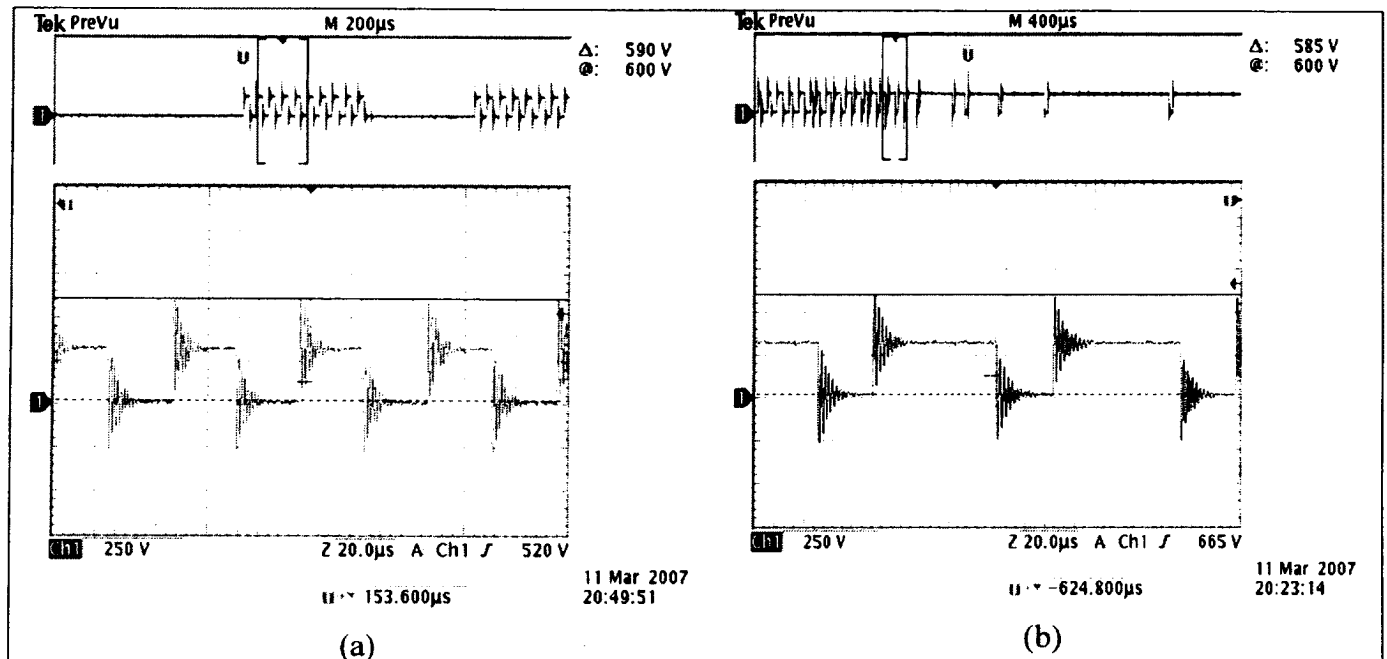


Figure 6.10 Tension entre phases à l'extrémité du câble de 200 pi, (a) à vide, (b) le câble connecté au moteur.

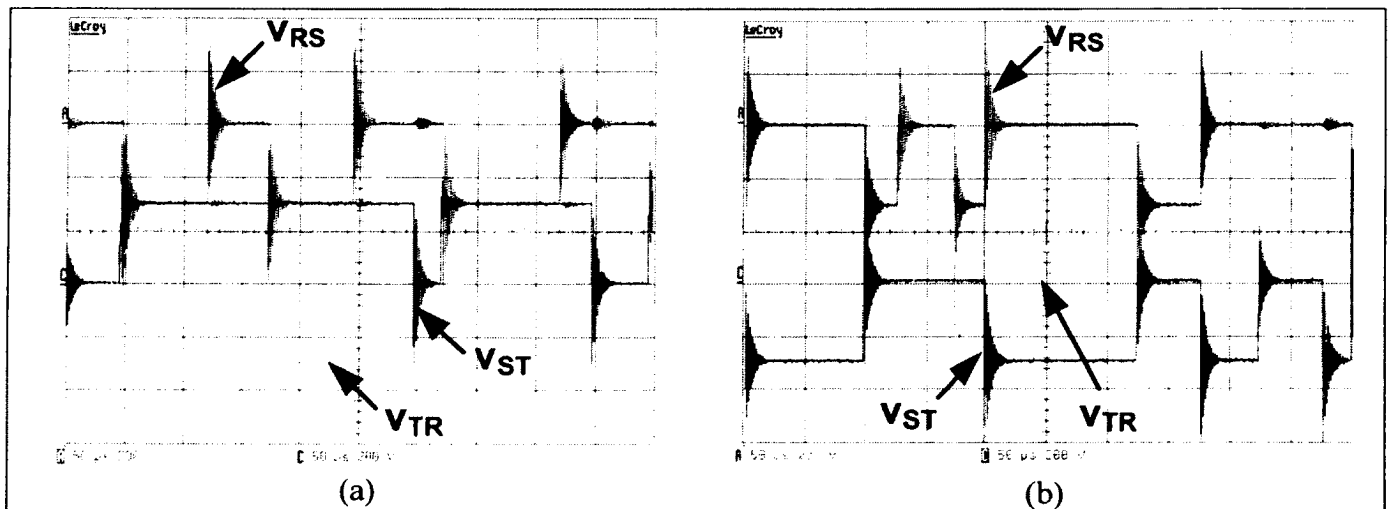


Figure 6.11 Tension entre phases à l'extrémité du câble de 200 pi, (a) à vide, (b) le câble connecté au moteur.

6.3.2 Vérification de l'impédance caractéristique du câble

La vérification de l'impédance caractéristique du câble constitue une vérification indirecte des mesures de tous les paramètres de celui-ci, ayant fait l'objet du paragraphe 6.2.3. Afin de

réaliser cette vérification, on a utilisé un câble long de 200 pi, par lequel on a alimenté en biphasé une résistance non bobinée d'une valeur de l'ordre de l'impédance caractéristique du câble, à savoir 80Ω . Cet essai est illustré sur la figure 6.12. La tension relevée aux bornes de la résistance est présentée sur la figure 6.13. Cette figure montre bien qu'il n'y a pas de surtension aux bornes de la résistance. Par ailleurs, la forme d'onde montre qu'il n'y a aucune réflexion de l'onde, ni positive ni négative, ce qui confirme que cette résistance égalise à peu près l'impédance caractéristique du câble mesurée qui est de 83Ω .

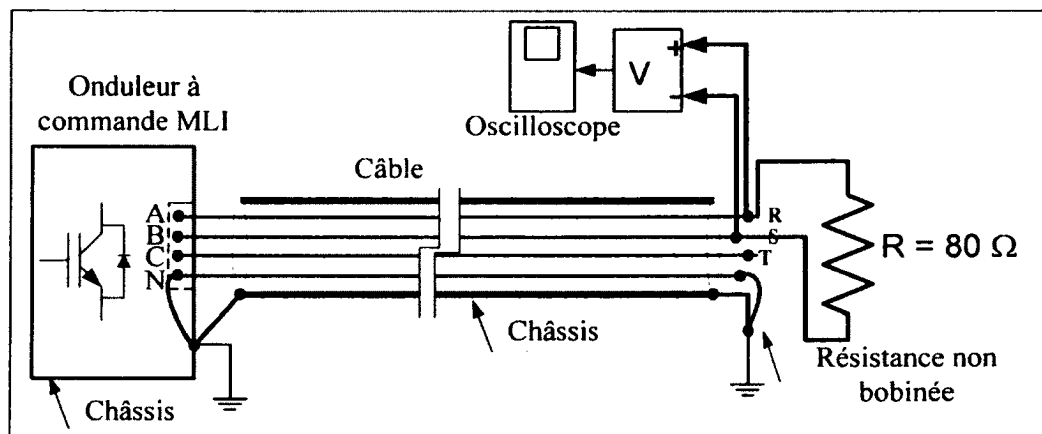
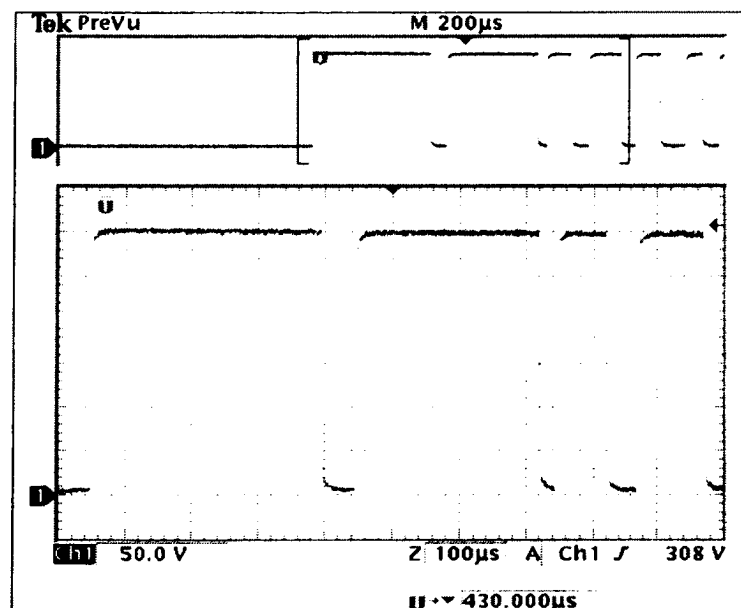


Figure 6.12 Vérification de l'impédance caractéristique du câble.



**Figure 6.13 Vérification de l'impédance caractéristique du câble.
Tension aux bornes de la résistance.**

6.3.3 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (Formes d'ondes de tension)

Le banc d'essai est schématisé sur la figure 6.14. Le câble est allongé sur toute sa longueur dans une grande salle, afin d'éviter tout éventuel effet magnétique qui pourrait biaiser les valeurs mesurées des paramètres du câble. En effet, un câble enroulé présente une inductance et une capacité différentes de celles mesurées pour un câble rectiligne.

Afin de mettre en évidence l'effet de la longueur du câble sur la tension aux bornes du moteur, on relève dans un premier temps, à la fois la tension de sortie v_R et celle d'entrée v_S , et ce en utilisant le même oscilloscope, comme montrée sur la figure 6.14; le neutre étant relié à l'écran, qui à son tour relié à la masse.

On donne à la figure 6.15 une vue générale sur la tension à la sortie de l'onduleur v_R (canal 4) et celle aux bornes du moteur v_S (canal 1), pour une longueur de câble de 200 pi. Notons que les formes d'ondes étaient prises sur deux périodes. Par conséquent, les pics de tension constatés aux bornes du moteur ne sont pas détectés à chaque impulsion à cause de la limitation en bande passante de l'oscilloscope.

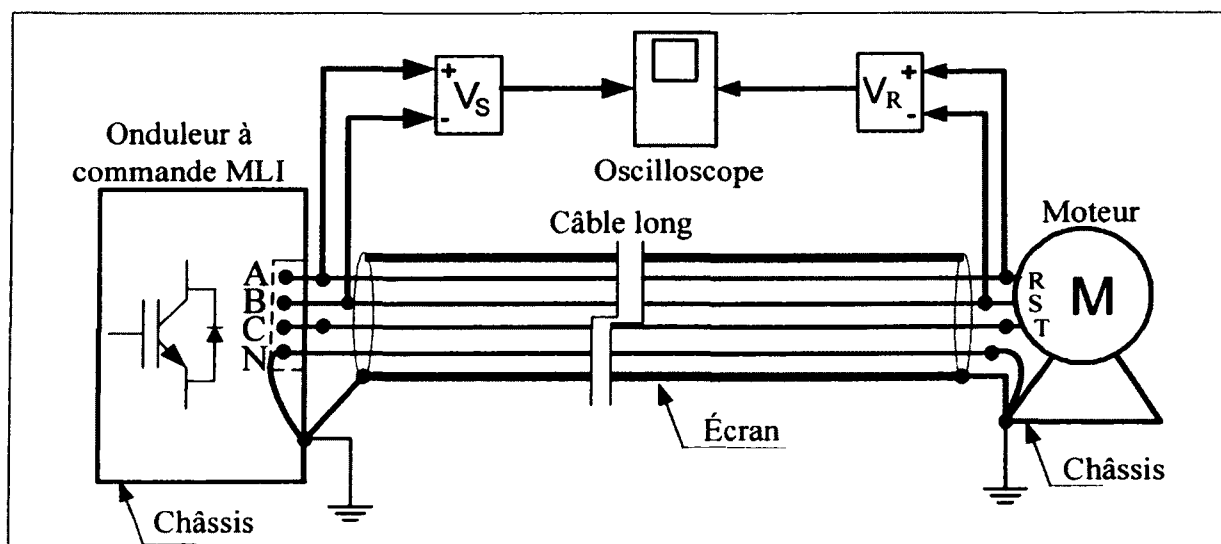
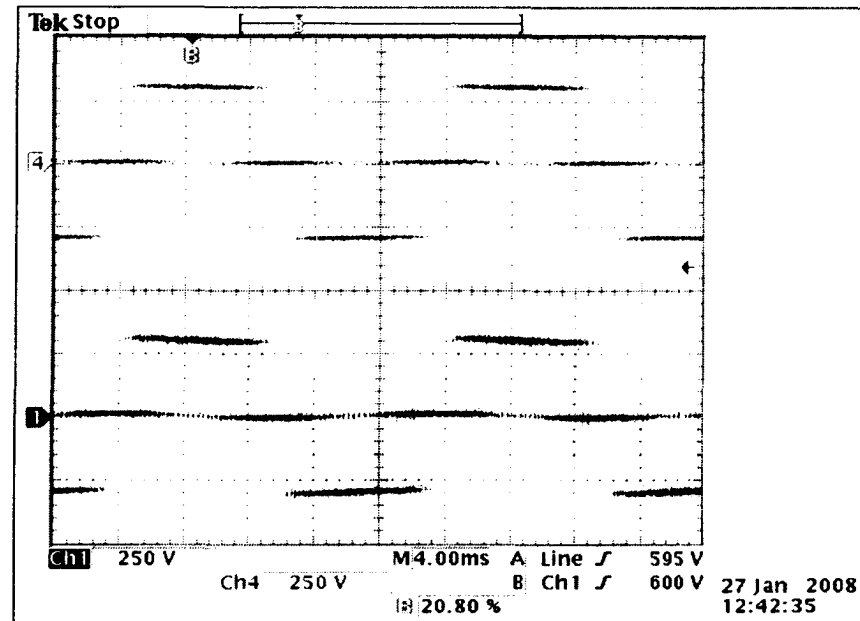


Figure 6.14 Relevé simultané de la tension aux bornes du moteur et à la sortie de l'onduleur.



**Figure 6.15 Tension aux bornes du moteur v_{RS} (Canal 1),
Tension à la sortie de l'onduleur v_{AB} (Canal 4).**

La validation a porté initialement sur les modèles de tension. Les impulsions de tension obtenues en simulation ont donc été comparées à celles obtenues en expérimentation pour différentes longueurs de câble. On donne ci-après les résultats de validation obtenus pour deux exemples de longueurs de câble, notamment 50 pi et 200 pi respectivement.

6.3.3.1 Validation utilisant un câble de 50 pi.

Les résultats de simulation et d'expérimentation des impulsions, obtenus en utilisant une longueur de câble de 50 pi, sont présentés sur les figures 6.16 (a) et 6.16 (b), respectivement. La tension crête obtenue par simulation est de l'ordre de 540 V (1.8 p.u) et est donc comparable à celle relevée directement aux bornes du moteur qui est de 544 V (1.8 p.u). Les niveaux des différentes pulsations sont également comparables. Par ailleurs, la fréquence des oscillations est d'environ 2.5 MHz aussi bien pour la forme d'onde simulée que pour la forme d'onde expérimentale.

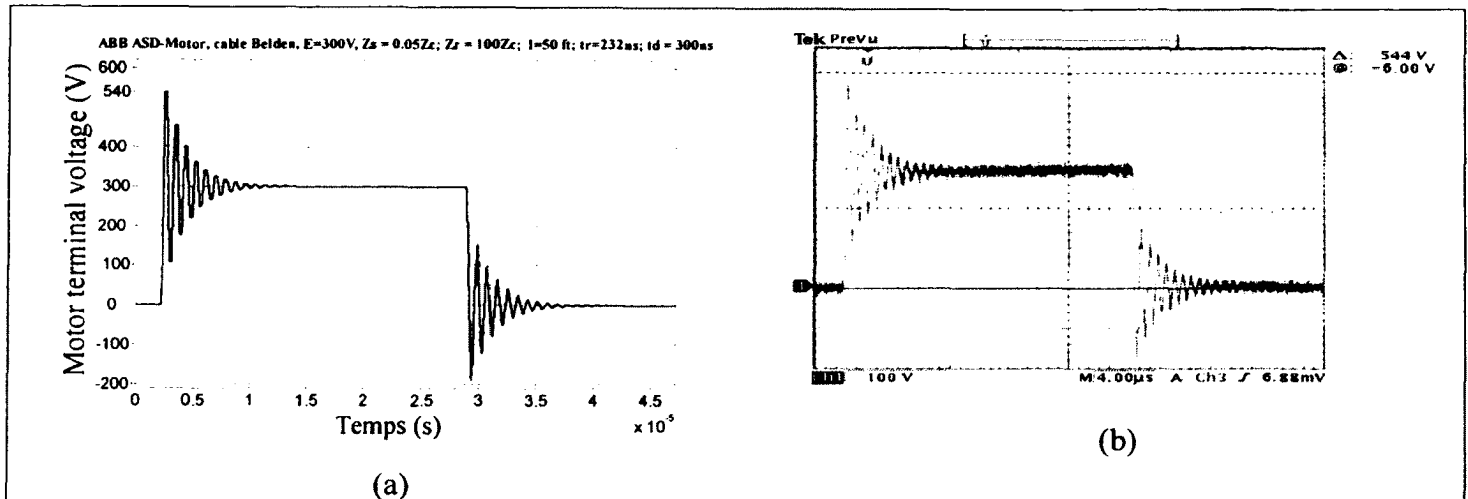


Figure 6.16 Tension entre phases aux bornes du moteur; câble de 50 pi de long;
(a) Résultat de simulation; (b) Résultat expérimental.

6.3.3.2 Validation utilisant un câble de 200 pi.

En utilisant un câble de 200 pi, on obtient des impulsions simulées comme présenté sur la figure 6.17 (a). Les impulsions expérimentales relevées directement aux bornes du moteur sont présentées sur la figure 6.17 (b). Les deux formes d'onde présentent une valeur crête de 580 V (1.933 p.u), des niveaux des pulsations comparables ainsi qu'une même fréquence d'oscillation de l'ordre de 0.68MHz.

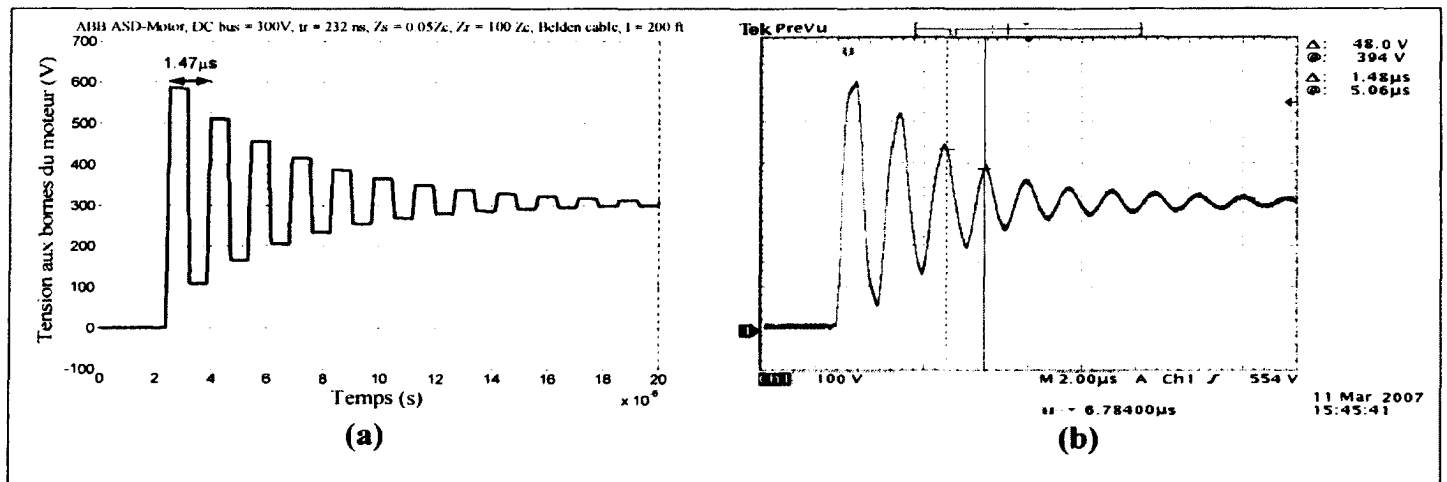


Figure 6.17 Tension entre phases aux bornes du moteur; câble de 200 pi de long;
(a) Résultat de simulation; (b) Résultat expérimental.

6.3.4 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (Formes d'ondes de courant)

La figure 6.18 présente une vue générale des formes d'ondes suivantes, pour une longueur de câble de 200 pi:

- Tension entre-phases aux bornes du moteur v_R (canal 1), entre les phases R et S.
- Courant total absorbé par le moteur i_R (canal 2), sur la phase A/R.
- Courant total à la sortie de l'onduleur i_S (canal 3), sur la phase A/R.

Notons que ces formes d'ondes sont prises, lorsque le temps de montée était de 100ns, sur deux périodes. Par conséquent, comme pour les tensions, les amplitudes maximales des courants parasites ne sont pas détectées à chaque impulsion à cause de la limitation en bande passante de l'oscilloscope. Toutefois, même dans cette vue globale, on constate que contrairement à la tension, le courant à la sortie de l'onduleur présente plus d'ondulation que celui absorbé par le moteur. Ceci est dû à l'amplitude du courant parasite en mode différentiel qui est plus élevée du côté de l'onduleur que du côté du moteur.

La figure 6.19 présente l'effet de la réflexion d'onde sur la tension aux bornes du moteur et le courant qui lui est associé à la sortie de l'onduleur. Cette figure montre clairement, sur deux impulsions positives successives, qu'à chaque transitoire de tension s'associe un transitoire de courant.

La figure 6.20 présente un relevé expérimental sur un intervalle de temps de 16 μs , qui montre le transitoire d'une impulsion de tension aux bornes du moteur et celui du courant parasite en MD, à la sortie de l'onduleur, qui lui est associé.

La figure 6.21 présente le résultat de simulation du courant parasite en mode différentiel obtenu en utilisant un câble de 200 pi, à la sortie de l'onduleur. Notons que les deux figures 6.20 et 6.21 montrent toutes les deux une fréquence d'oscillation de 0.68 MHz et un courant parasite crête-à-crête de 7A.

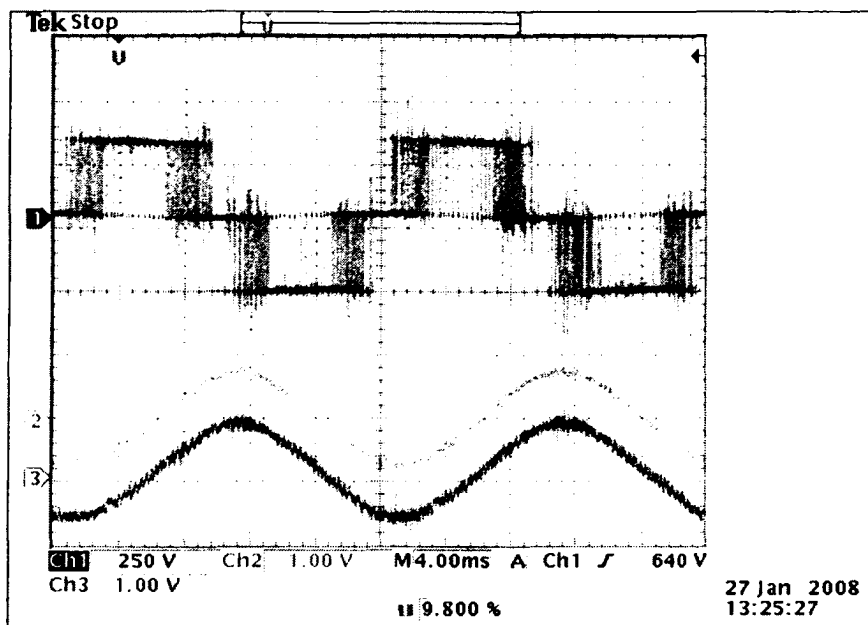


Figure 6.18 Tension entre phases aux bornes du moteur v_{RS} (canal 1); courant total i_R (côté moteur, 10A/div, canal 2); courant total i_S (côté onduleur, 10A/div, canal3), longueur de câble 200 pi.

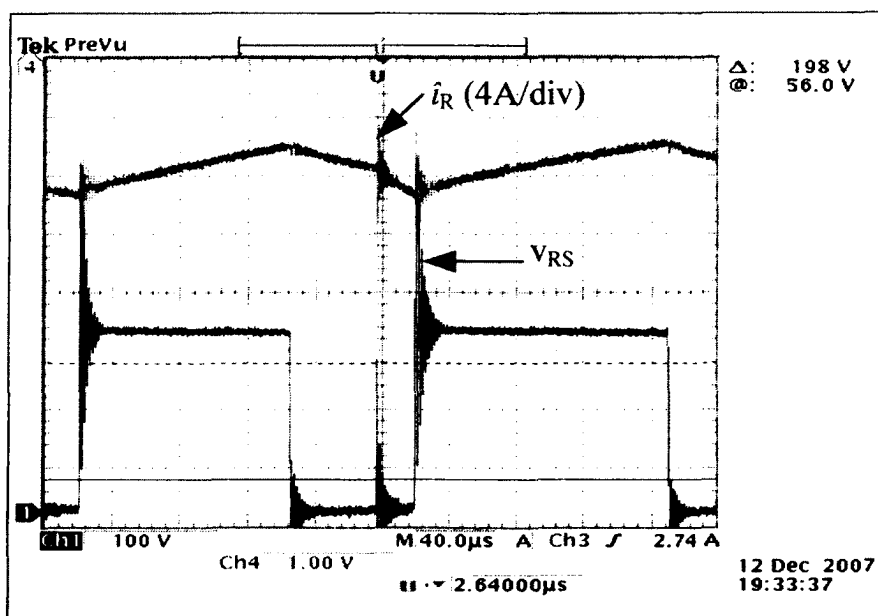


Figure 6.19 Tension entre phases aux bornes du moteur v_{RS} (canal 1); courant total i_S (côté onduleur, 10A/div, canal4), longueur de câble 200 pi.

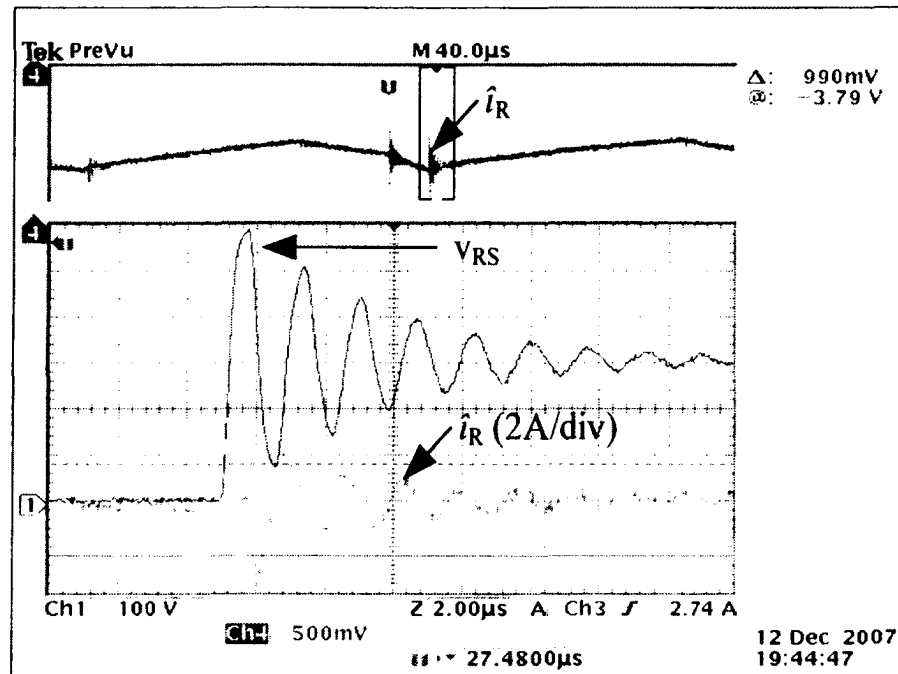


Figure 6.20 Tension entre phases aux bornes du moteur v_{RS} (canal 1); courant total i_S (côté onduleur, canal 4)), longueur de câble 200 pi : Oscillations obtenues sur un intervalle de temps de 16 μs.

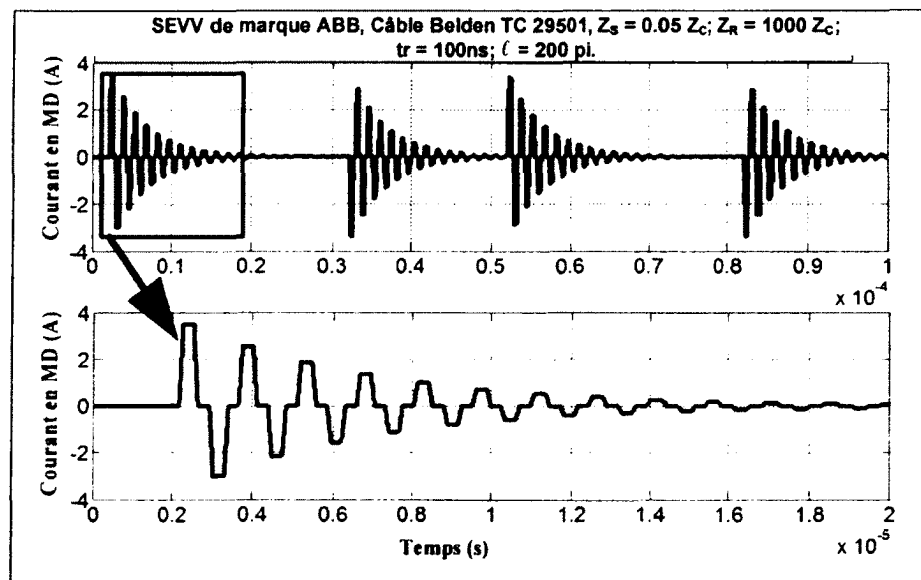


Figure 6.21 Courant parasite en MD i_S , longueur de câble 200 pi
 Résultat de simulation.

6.3.5 Autres résultats expérimentaux

Selon le montage représenté sur la figure 6.22, on relève les formes d'onde suivantes :

- La tension v_R aux bornes du moteur
- Le courant total i_S , à la sortie de l'onduleur
- Le courant du neutre i_N , dans le cas où le neutre et l'écran du câble sont reliés ensemble.

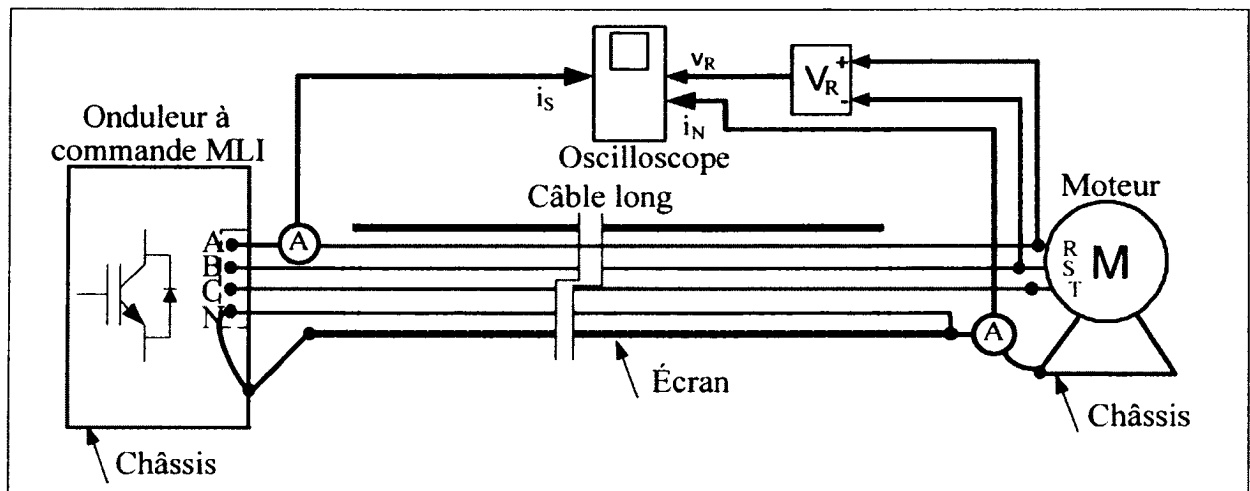


Figure 6.22 Montage pour relever les courants en MD et en MC.

La figure 6.23 présente une vue sur trois impulsions de tension ainsi que les courants qui leur sont associés. On y voit, en plus de l'impact des surtensions HF en ce qui a trait aux courants parasites en MD, l'effet de ces surtensions sur les courants parasites en mode commun (MC).

La figure 6.24 présente les mêmes formes d'onde de la figure 6.23, mais sur une seule impulsion. Cette figure montre les résultats suivants:

- Le courant parasite en MC présente une amplitude crête à crête d'environ 3 A.
- Le courant parasite en MD présente une amplitude crête à crête d'environ 7 A.
- Les courants parasites présentent la même fréquence d'oscillation que la surtension HF qui est de 0.68 MHz.

- Le déphasage entre le courant MD à la source et la tension aux bornes du moteur est justifié par le temps de propagation. Comme montré sur cette figure, Le temps résultant de la propagation d'onde sur le câble de 200 pi est de 360 ns.

Notons qu'outre par simulation, le temps de propagation ainsi que la fréquence d'oscillation peuvent être vérifiés par calcul comme indiqué par (6.5), (6.6) et (6.7), ci après:

- Temps de propagation:

$$\tau = \frac{\ell}{v} = \frac{200 \text{ pi}}{546 \text{ pi} / \mu\text{s}} = 366 \text{ ns} \quad (6.5)$$

- Période d'oscillation:

$$T = 4\tau = 3 \times 366 = 1.46 \mu\text{s} \quad (6.6)$$

- Fréquence d'oscillation :

$$f = \frac{1}{T} = 0.6831 \text{ MHz} \quad (6.7)$$

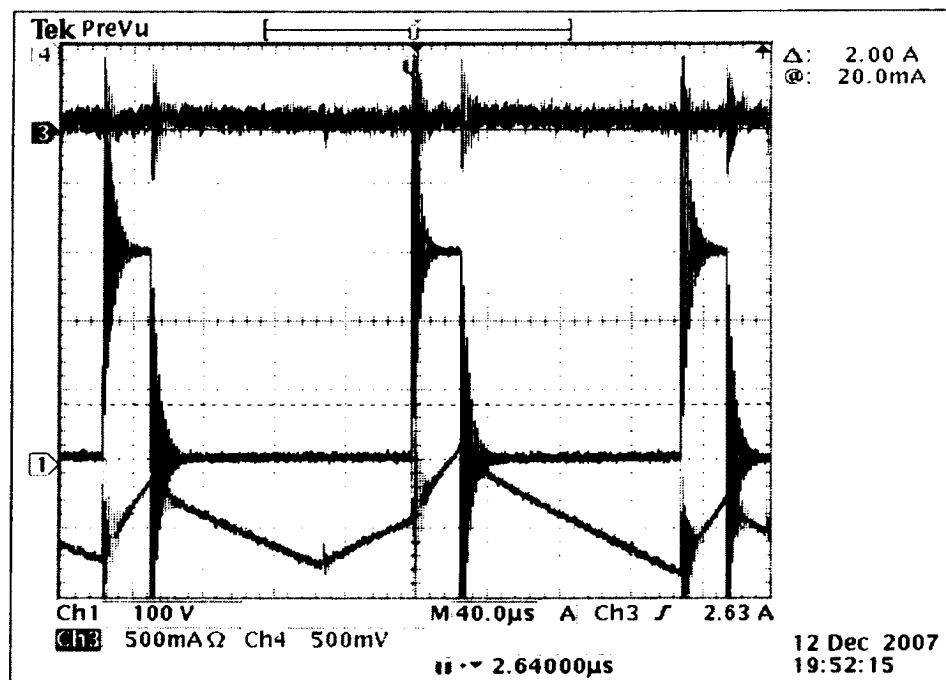


Figure 6.23 Tension aux bornes du moteur v_{RS} (canal 1), Courant à la sortie de l'onduleur i_s (canal 4 : 2A/div), courant du neutre i_N du côté du moteur (canal 3).

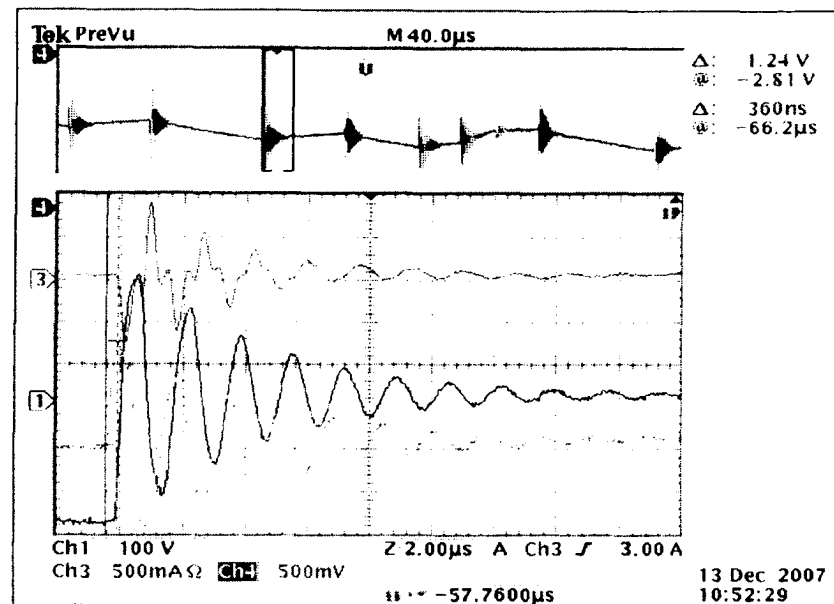


Figure 6.24 Tension aux bornes du moteur v_{RS} (canal 1), Courant à la sortie de l'onduleur i_S (canal 4 : 2A/div), courant du neutre i_N du côté du moteur (canal 3) - Vue sur une impulsion- .

6.4 Investigations expérimentales des surtensions HF supérieures à 2p.u.

Des manipulations expérimentales plus rigoureuses ont prouvé l'existence parfois de surtension crête dépassant 2 p.u. Un tel résultat est possible lorsqu'on capte l'onde de tension en mode différentiel. Le principe de ce mode de relevé est illustré sur la figure 6.25: Les tensions simples v_R et v_S sont d'abord relevées par rapport à la masse. Ensuite, la tension entre phases v_{RS} est calculée par l'oscilloscope numérique, en soustrayant v_S de v_R .

Avec ce mode de relevé, on obtient globalement le même résultat que celui obtenu avec un relevé direct de la tension entre phases qui était utilisé aux paragraphes précédents. La figure 6.26 présente un relevé de tension en MD dans le cas d'absence de surtension de plus de 2 p.u. Toutefois, ce dernier mode permet d'avoir plus de précision lorsque la fréquence de modulation est élevée. En effet, la figure 6.27 montre qu'une surtension singulière de 696 V (2.32 p.u) est détectée, (en utilisant l'oscilloscope Tektronics, 300MHz). La figure 6.28

montre une surtension singulière, se produisant à la suite de deux impulsions successives très proches, de 2.67 p.u. (en utilisant l'oscilloscope Lecroy, 500MHz).

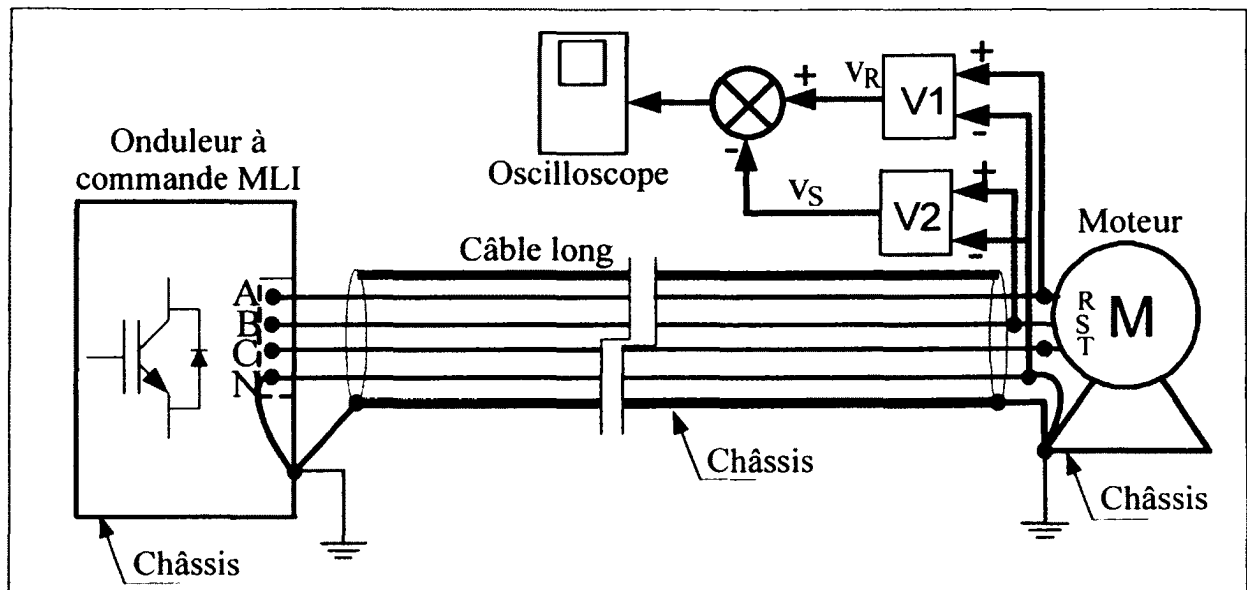


Figure 6.25 Relevé de tension en mode différentiel.

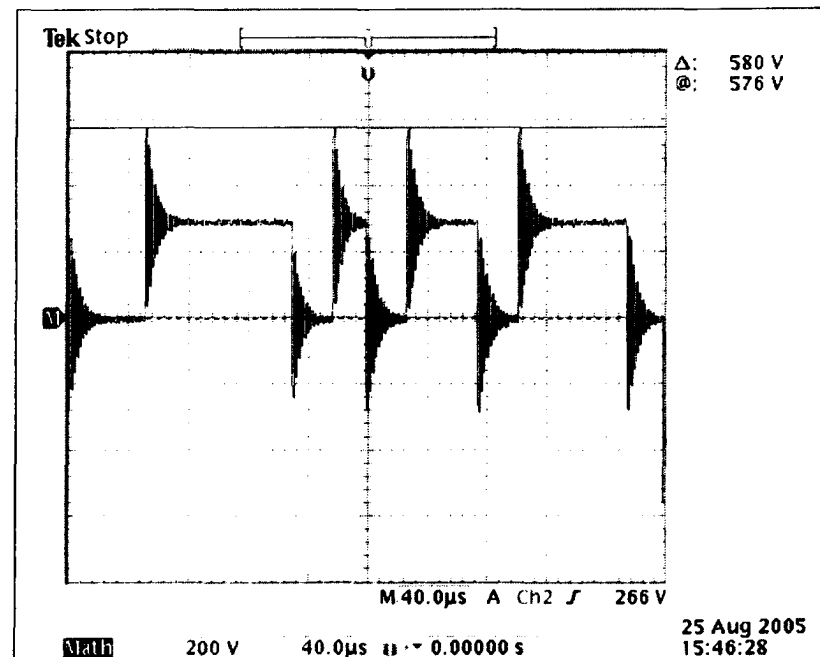


Figure 6.26 Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel.
Cas d'absence de surtension singulière.

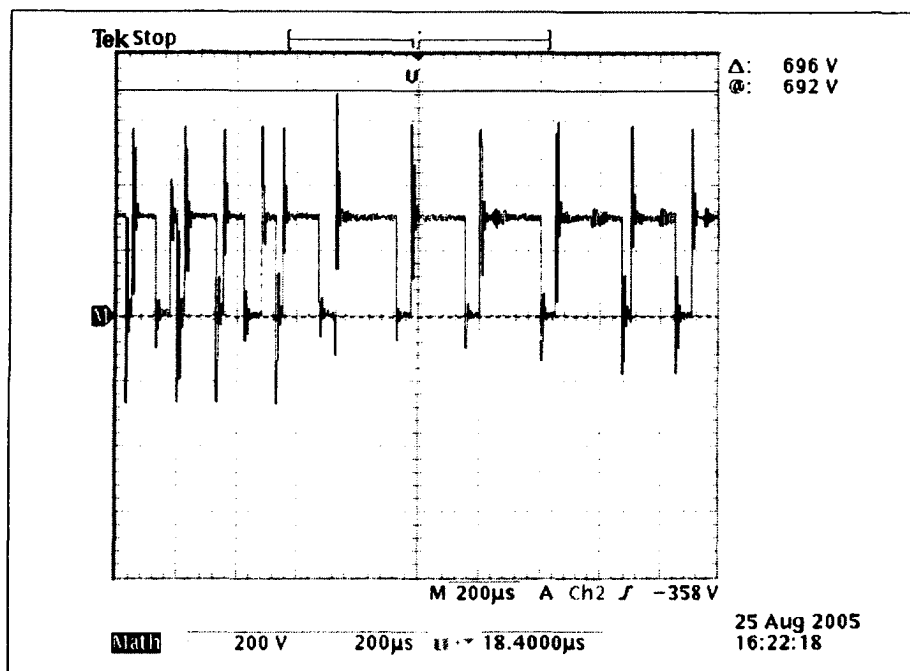


Figure 6.27 Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel.
Détection d'une surtension singulière (2.32 p.u); câble de 200 pi.
(Relevé sur l'oscilloscope Tektronics, 300MHz).

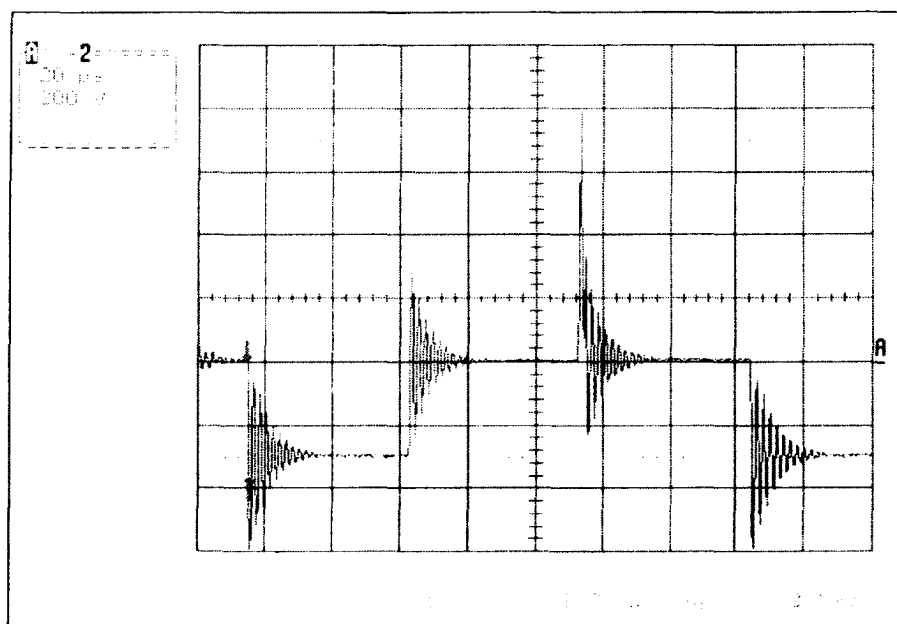


Figure 6.28 Tension aux bornes du moteur - relevé en mode différentiel,
Détection d'une surtension singulière (2.67 p.u)); câble de 200 pi.
(Relevé sur l'oscilloscope Lecroy, 500MHz).

Une surtension supérieure à 2 p.u peut s'expliquer de deux façons différentes qui sont les suivantes:

- Une fréquence de modulation élevée peut causer des impulsions très courtes, ou enore des impulsions successives très proches l'une de l'autre, séparées d'un intervalle de temps Δt inférieur au double du temps de propagation τ ; ($\Delta t < 2\tau$). Ceci a pour effet de chevaucher le transitoire des deux impulsions et la tension crête risque, par conséquent, d'être plus élevée (ou moins élevée) que la valeur maximale prévue dans le paragraphe 3.6, donnée par (6.8):

$$v_0 = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} (1 + K_R) v_s (t - \tau) u(t - \tau) \quad (6.8)$$

À l'aide des outils de simulations développés, on a ressorti tous les cas possibles reliés à la nature des impulsions, dont l'effet est de causer des surtensions supérieures à 2 p.u. Une démonstration mathématique de chacun de ces cas est donnée au paragraphe §6.5.

- Si on considère les pertes dans le câble, l'impédance caractéristique Z_c est en réalité complexe comme le montre l'expression (3.7) du paragraphe §3.2. Par conséquent, le coefficient de réflexion devient également complexe. Ainsi, si on tient compte de l'expression de la tension réfléchie donnée par la première équation de (3.13), celle-ci peut, en module, dépasser l'unité (p.u).

$$Z_c = \frac{Z(s)}{\gamma} = \left(\frac{R + Ls}{G + Cs} \right)^{1/2} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} V^-(s) = V^+(s) K_R e^{-2\gamma t} \\ V^+(s) = V_s(s) \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \left(\frac{1}{1 - K_R K_S e^{-2\gamma t}} \right) \end{cases} \quad (3.13)$$

6.5 Simulation et interprétation analytique des surtensions HF supérieures à 2 p.u.

Utilisant les modèles de tension réalisés, des simulations ont montré effectivement l'existence de surtensions supérieures à 2 p.u, sous certaines conditions. Par ailleurs, ces modèles nous ont permis de comprendre les différents cas où une surtension supérieure à 2 p.u se produit. À la suite de plusieurs simulations, on a ressorti tous les cas favorables à des risques de telles surtensions. On se propose ci-après de citer ces cas ressortis avec une interprétation analytique à chacun de ces cas.

6.5.1 Notion de distance critique entre deux impulsions successives

D'après les expressions (4.47) et (4.48), des ondes incidente et réfléchie de tension sont des sommes infinies de termes $v_k^+(x,t)$ et $v_k^-(x,t)$, tel qu'explicité par les expressions (6.9) et (6.10). En tout point x le long du câble, Les termes $v_k^+(x,t)$ et $v_k^-(x,t)$ sont donnés respectivement par (6.11) et (6.12).

$$V^+(x,t) = \sum_{k=0}^{\infty} v_k^+(x,t) \quad (6.9)$$

$$V^-(x,t) = \sum_{k=0}^{\infty} v_k^-(x,t) \quad (6.10)$$

$$v_k^+(x,t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} (K_R K_S)^k v_S \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) u \left(t - \frac{x}{v} - 2k\tau \right) \quad (6.11)$$

$$v_k^-(x,t) = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} K_R^{k+1} K_S^k v_S \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) u \left(t + \frac{x}{v} - 2(k+1)\tau \right) \quad (6.12)$$

Ces expressions montrent que $v_k^+(x,t)$ est proportionnel à $(K_R K_S)^k$ et que $v_k^-(x,t)$ est proportionnel à $K_R^{k+1} K_S^k$.

Or, on a vu que $|K_R| \leq 1$ et $|K_S| < 1$, d'où : $\lim_{k \rightarrow \infty} (v_k^+(x,t)) = 0$ et $\lim_{k \rightarrow \infty} (v_k^-(x,t)) = 0$

Si on considère que le régime permanent est atteint au moment où l'onde incidente de tension aux bornes du moteur $v_k^+(\ell, t)$ diminue à 10% de la première tension incidente, alors il faut avoir: $(K_R K_S)^k = 0.1$.

D'après les mesures effectuées sur le système expérimenté, on a : $K_R \approx 1$ et $K_S \approx -0.9$. Avec de telles valeurs, il faut 22 réflexions, soit $22 \cdot 2\tau = 44\tau = 16.12\mu s$ pour que la tension atteigne son régime permanent.

Ainsi, on introduit la notion de distance critique, qui définit cette durée du transitoire (44τ). Elle représente la distance critique entre deux impulsions successives, en bas de laquelle, la surtension théorique déterminée au chapitre 3 n'est plus valable, comme montré aux paragraphes ci-après.

6.5.2 Cas d'impulsions longues

Considérons deux impulsions positives successives longues, à la sortie de l'onduleur, comme indiqué sur la figure 6.29. La tension transitoire résultante à ces deux impulsions est, par la loi de superposition, la somme d'une tension transitoire due à l'impulsion 1 et celle due à l'impulsion 2. En particulier, la tension aux bornes du moteur s'écrit (6.13). Dans cette équation, $V_1^+(\ell, t)$ et $V_1^-(\ell, t)$ désignent les ondes incidente et réfléchie due à l'impulsion 1; $V_2^+(\ell, t)$ et $V_2^-(\ell, t)$ désignent les ondes incidente et réfléchie due à l'impulsion 2. Autrement dit, la tension aux bornes du moteur s'écrit (6.14), avec $v_{R(1)}(t)$ est la tension due à l'impulsion 1 et $v_{R(2)}(t)$ celle due à l'impulsion 2.

$$v_R(t) = V_1^+(\ell, t) + V_1^-(\ell, t) + V_2^+(\ell, t) + V_2^-(\ell, t) \quad (6.13)$$

$$v_R(t) = v_{R(1)}(t) + v_{R(2)}(t) \quad (6.14)$$

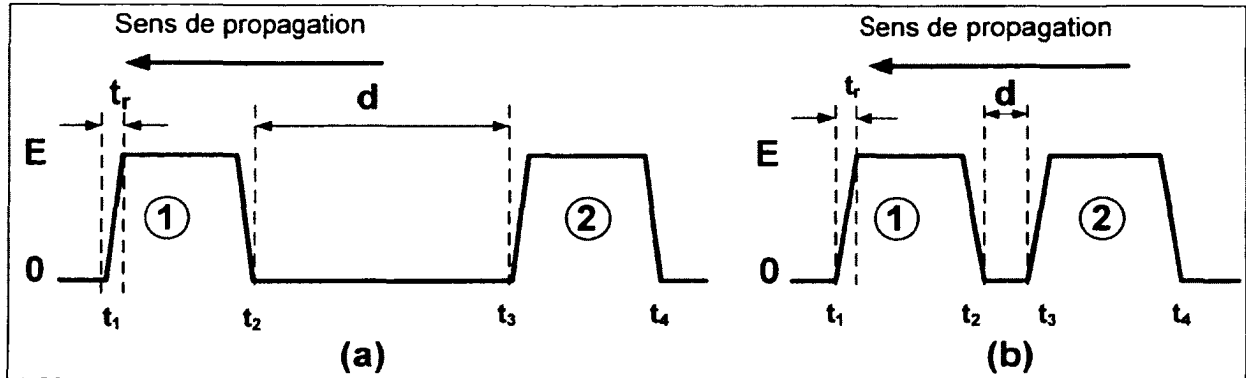


Figure 6.29 Deux impulsions successives à la sortie de l'onduleur
(a) impulsions éloignées, (b) impulsions proches.

6.5.2.1 Cas d'impulsions longues éloignées

Dans le cas de la figure 6.29(a), la distance temporelle d entre les deux impulsions est supposée être très supérieure à la durée du transitoire 44τ . Ceci implique que $V_1^+(\ell, t)$ et $V_1^-(\ell, t)$ s'annulent avant l'arrivée de l'impulsion 2 aux bornes du moteur; autrement dit, avant l'instant $t_3 + \tau$.

Pour $t \geq t_3 + \tau$, la surtension aux bornes du moteur est due seulement à la deuxième impulsion et s'écrit (6.15):

$$v_R(t) = \underbrace{V_1^+(\ell, t)}_{=0} + \underbrace{V_1^-(\ell, t)}_{=0} + V_2^+(\ell, t) + V_2^-(\ell, t) = v_{R(2)}(t) \quad (6.15)$$

Par conséquent, la surtension maximale est déduite de l'expression (3.34), obtenue au chapitre 3; soit l'expression (6.16) ci-après:

$$V_{\max} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_S} (1 + K_R) E \quad (6.16)$$

6.5.2.2 Cas d'impulsions longues proches

Dans le cas de la figure 6.29(b), la distance temporelle d entre les deux impulsions est supposée être inférieure à la durée du transitoire 44τ . Le transitoire de $v_{R(1)}(t)$ serait encours alors que la deuxième impulsion arrive aux bornes du moteur.

Pour $t \geq t_3 + \tau$, la surtension aux bornes du moteur est due à la fois aux deux impulsions, comme explicité par (6.17):

$$v_R(t) = \underbrace{V_1^+(\ell, t)}_{\neq 0} + \underbrace{V_1^-(\ell, t)}_{\neq 0} + V_2^+(\ell, t) + V_2^-(\ell, t) = v_{R(1)}(t) + v_{R(2)}(t) \quad (6.17)$$

Le niveau maximal de la tension ne peut donc être déterminé avec précision dans un cas général. Toutefois, l'expression (6.17) montre que ce niveau peut très bien dépasser le niveau théorique V_{\max} exprimée par (6.16). En effet, Supposons que lorsque $v_{R(2)}(t^*)$ atteint (à l'instant t^*) sa valeur crête V_{\max} , la tension $v_{R(1)}(t^*)$ a une valeur égale $v_{R(1)}^*$ strictement positive. Dans ce cas, la tension aux bornes du moteur dépassera le niveau maximal théorique donné par (6.16), comme explicité par (6.18).

$$v_R(t^*) = \underbrace{V_1^+(\ell, t^*)}_{\neq 0} + \underbrace{V_1^-(\ell, t^*)}_{\neq 0} + V_2^+(\ell, t^*) + V_2^-(\ell, t^*) = \underbrace{v_{R(1)}^*}_{>0} + V_{\max} > V_{\max} \quad (6.18)$$

On conclut de l'expression (6.17) que le niveau maximal de surtension ne peut en aucun cas dépasser 4 p.u puisque en tout temps, on a: $v_{R(1)}(t) \leq V_{\max} \leq 2 \text{ p.u}$ et $v_{R(2)}(t) \leq V_{\max} \leq 2 \text{ p.u}$.

On conclut de l'expression (6.18) que le niveau maximal de surtension peut dépasser la limite théorique maximale de 2p.u.

Lors du régime permanent du fonctionnement du système, deux impulsions successives proches se produisent lorsque la fréquence de commutation est très élevée. Dans ce cas, il y a risque d'avoir des surtensions singulières supérieures à 2 p.u. de façon répétitives à chaque période.

Lors du régime transitoire du fonctionnement du système, deux impulsions successives proches peuvent se produire par l'ajustement de la fréquence de commutation par le régulateur. Dans ce cas, les surtensions singulières supérieures à 2 p.u. ne peuvent être considérées répétitives à chaque période.

6.5.3 Cas d'une impulsion courte

Définissons comme impulsion courte, une impulsion dont la durée d ne dépasse pas la durée du transitoire 44τ . Une telle impulsion se produit lorsque surviennent deux changements d'états successifs en un espace de temps d inférieur à 44τ . Un exemple de ce cas est explicité sur le schéma de la figure 6.30.

Cette figure montre un exemple de commutation lorsque l'état de l'onduleur passe successivement de l'état '110' à l'état '100' puis rapidement à l'état 001. Initialement, les IGBT T_1 , T_3 et T_2 (resp. T_4 , T_6 et T_5) étaient fermés (resp. ouverts). La variation de l'état '110' à l'état '100' se produit lorsque T_3 s'ouvre et T_6 se ferme. Tout le long du câble la tension $v_{RS}(t)$ est censée transiter de 0 à E . Immédiatement après, la variation de l'état '100' à l'état '001' se produit lorsque T_1 s'ouvre et T_4 se ferme. Après cette deuxième transition, $v_{RS}(t)$ est censée transiter de E à 0. Tout se passe comme si une impulsion courte est transmise par l'onduleur aux bornes R-S du moteur. Cette impulsion courte peut être considérée comme la somme de deux impulsions longues dont l'une est positive (1) et l'autre est négative (2); figure 6.31.

Par conséquent, on peut montrer d'une façon similaire qu'au paragraphe 6.5.2.2 que le transitoire dû à la montée de l'impulsion s'ajoute à celui de la descente d'impulsion pour que la tension résultante dépasse en module la limite théorique maximale de V_{\max} , (2p.u).

En effet, la surtension dépassant 2 p.u de la figure 6.28 est due à une impulsion courte. Un résultat similaire, obtenu par simulation en utilisant les paramètres mesurés du système expérimenté, est donné aux figures 6.32(a) et 6.32(b). Cet exemple montre que suite à deux impulsions proches et courtes, le niveau de surtension a atteint 3.19 p.u.

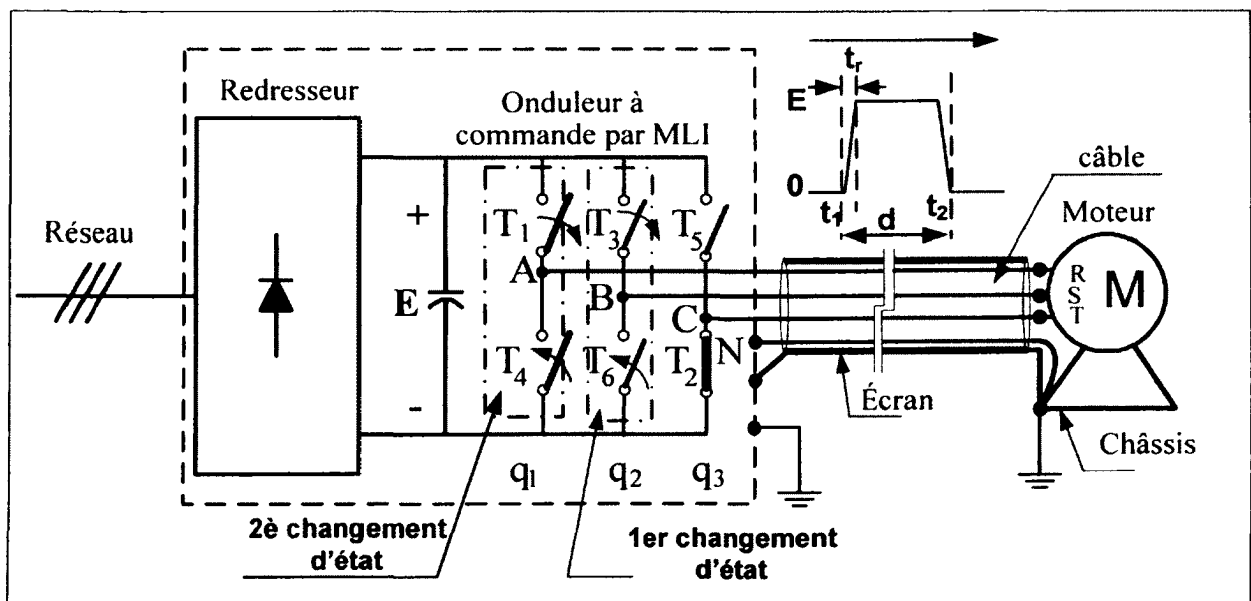


Figure 6.30 Impulsion courte à la suite de deux transitions successives.

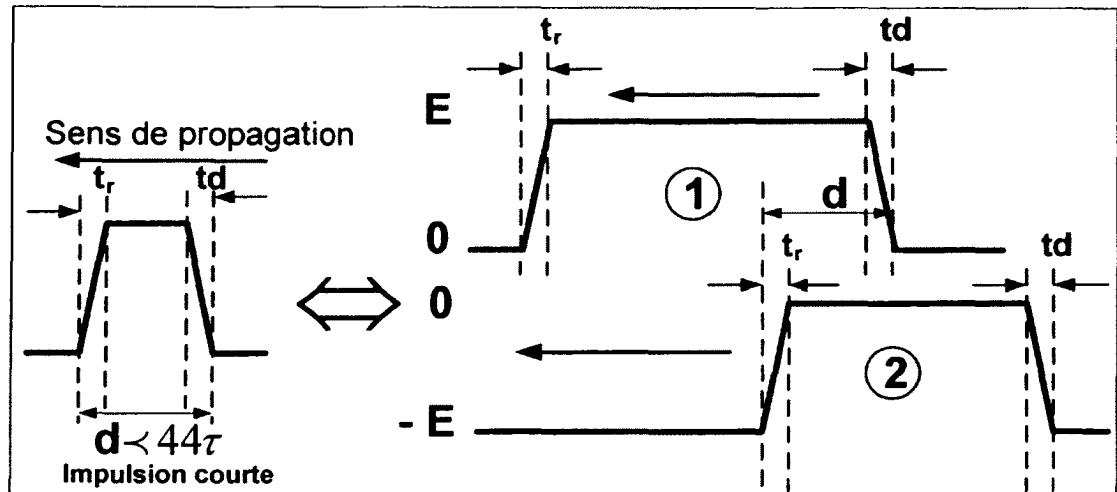


Figure 6.31 Décomposition d'une impulsion courte en deux impulsions longues.

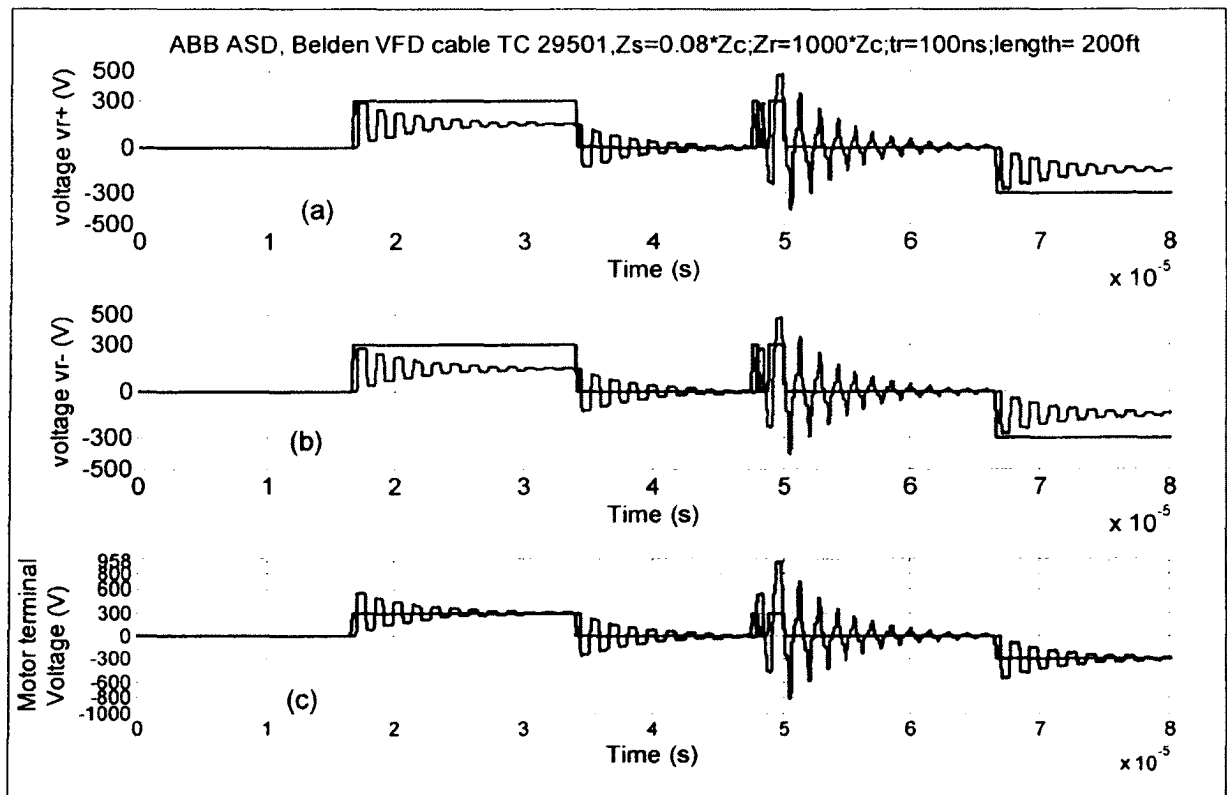
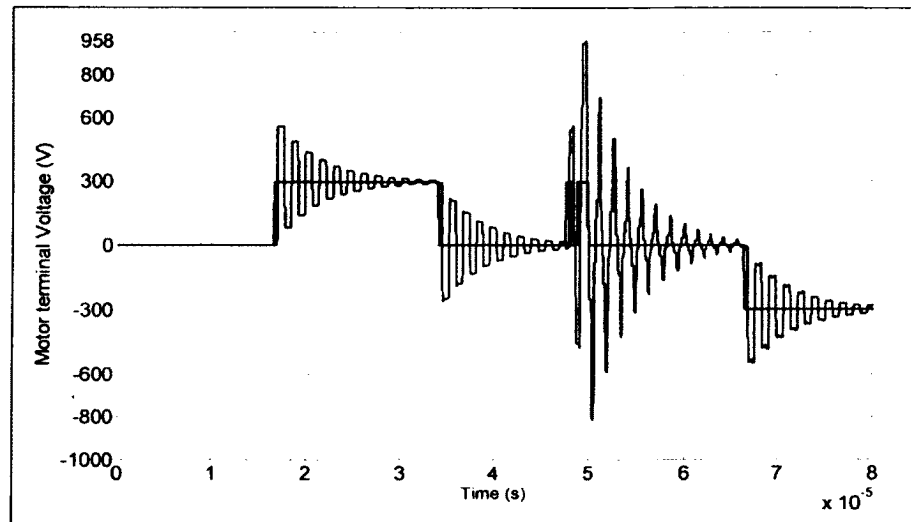


Figure 6.32(a) Ondes de tension aux bornes du moteur, câble de 200pi.
Cas d'une surtension singulière de 3.19 p.u
- Résultat de simulation-



**Figure 6.32(b) Surtension singulière aux bornes du moteur (3.19 p.u), câble de 200 pi.
- Résultat de simulation-**

6.5.4 Cas d'une montée bipolaire d'impulsion

Une montée bipolaire d'impulsion se produit lorsque deux impulsions opposées se succèdent rapidement, distante d'une durée d , inférieure à la durée du transitoire (44τ). La figure (6.33) montre un exemple de commutation dans lequel l'état de l'onduleur passe successivement de l'état '010' à l'état '110' puis rapidement à l'état '100'. Initialement, les IGBT T_4 , T_3 et T_2 (resp. T_1 , T_3 et T_5) étaient fermés (resp. ouverts). La variation de l'état '010' à l'état '110' se produit lorsque T_4 s'ouvre et T_1 se ferme. Tout le long du câble, la tension $v_{RS}(t)$ est censée transiter de $-E$ à 0. Immédiatement après, la variation de l'état '110' à l'état '100' se produit lorsque T_3 s'ouvre et T_6 se ferme. Après cette deuxième transition, $v_{RS}(t)$ est censée transiter de 0 à E . Cette montée bipolaire de tension peut être interprétée comme le résultat de la somme de deux impulsions, dont une est négative (1) et l'autre est positive (2), comme indiqué par la figure 6.34.

Par conséquent, on peut montrer d'une façon similaire qu'au paragraphe 6.5.2.2 que le transitoire dû à la montée de l'impulsion s'ajoute à celui de la descente d'impulsion pour que la tension résultante dépasse en module la limite théorique maximale de V_{\max} , (2p.u).

On donne à la figure 6.35 un résultat de simulation qui montre une surtension de 740V (2.47 p.u) causée par une montée bipolaire d'impulsion en une durée de 2 μ s.

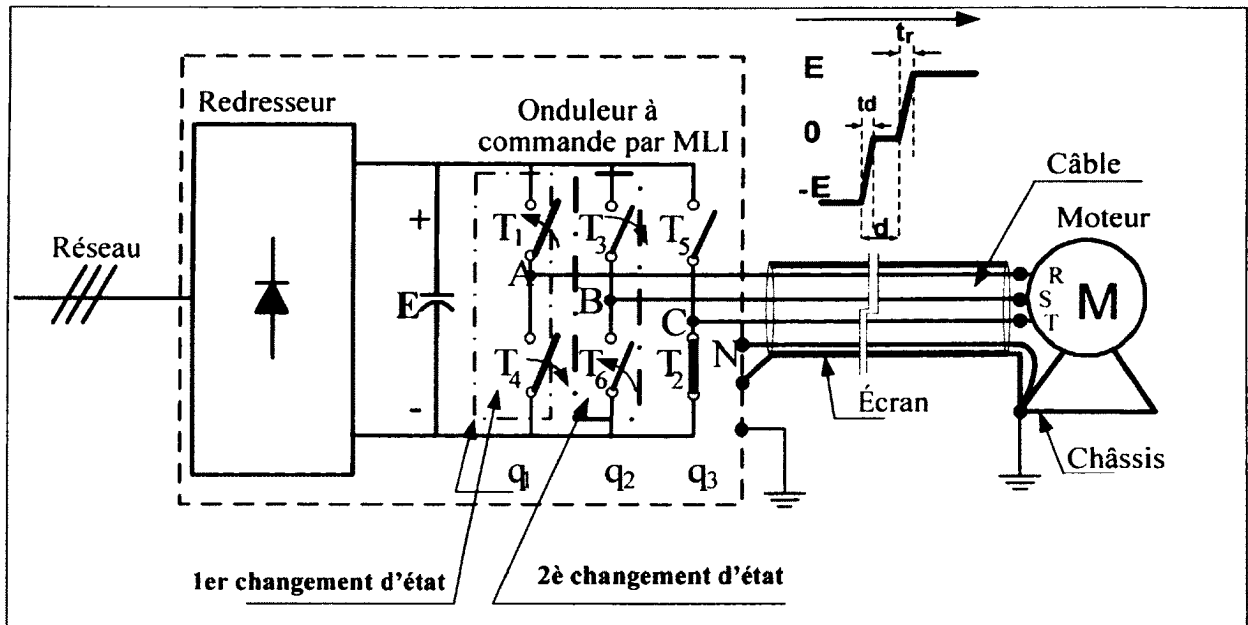


Figure 6. 33 Montée bipolaire de tension à la suite d'une double transition.

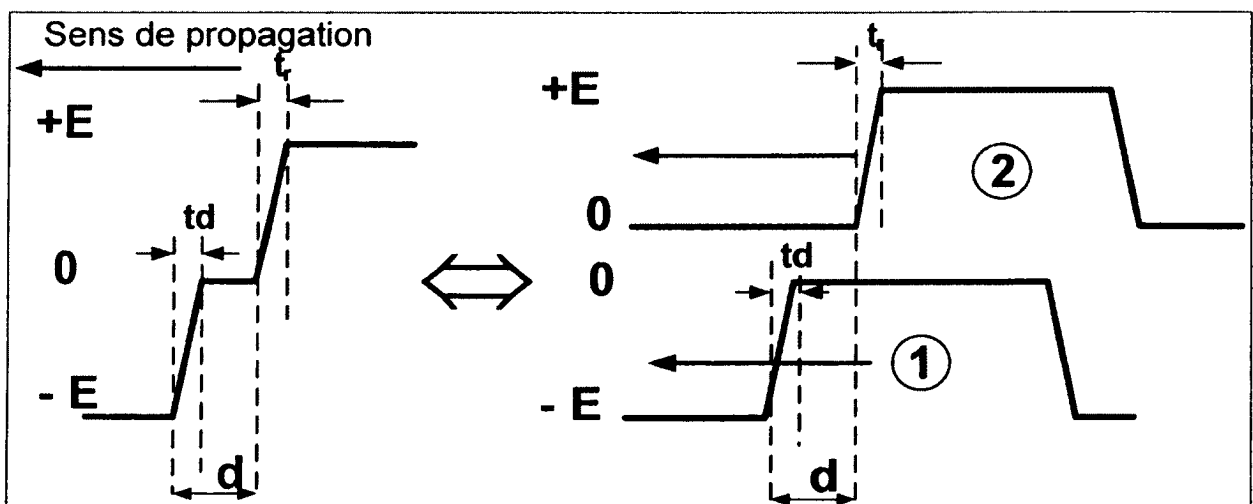
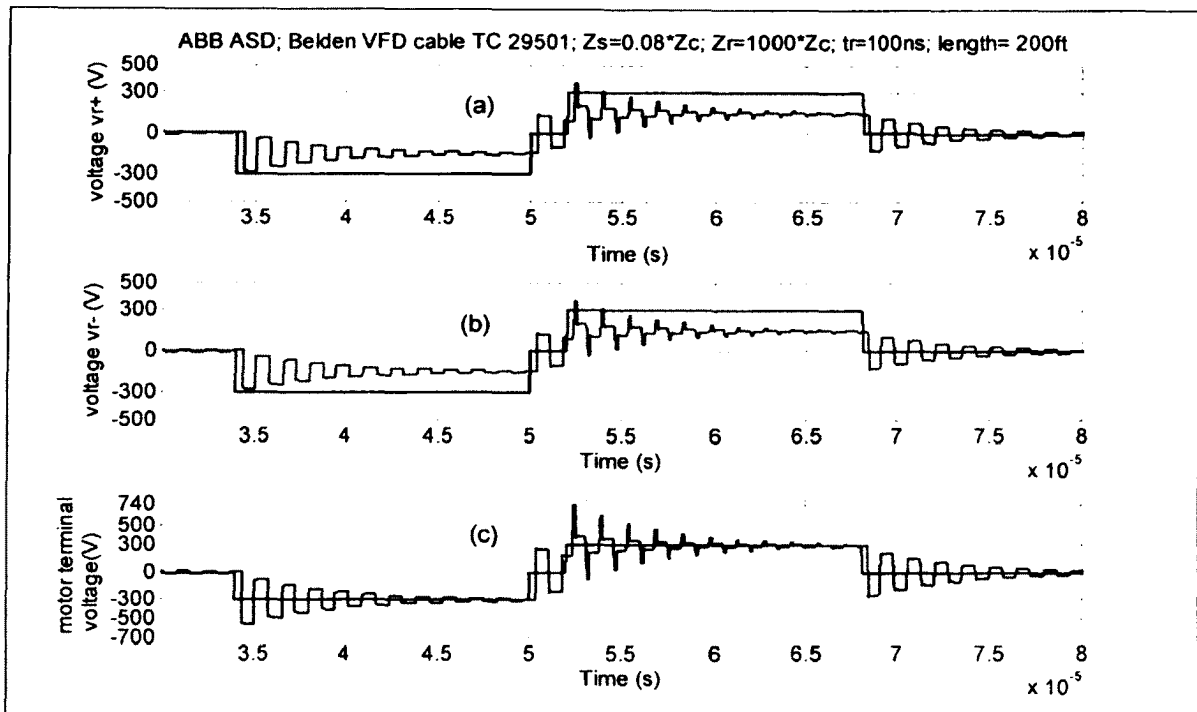
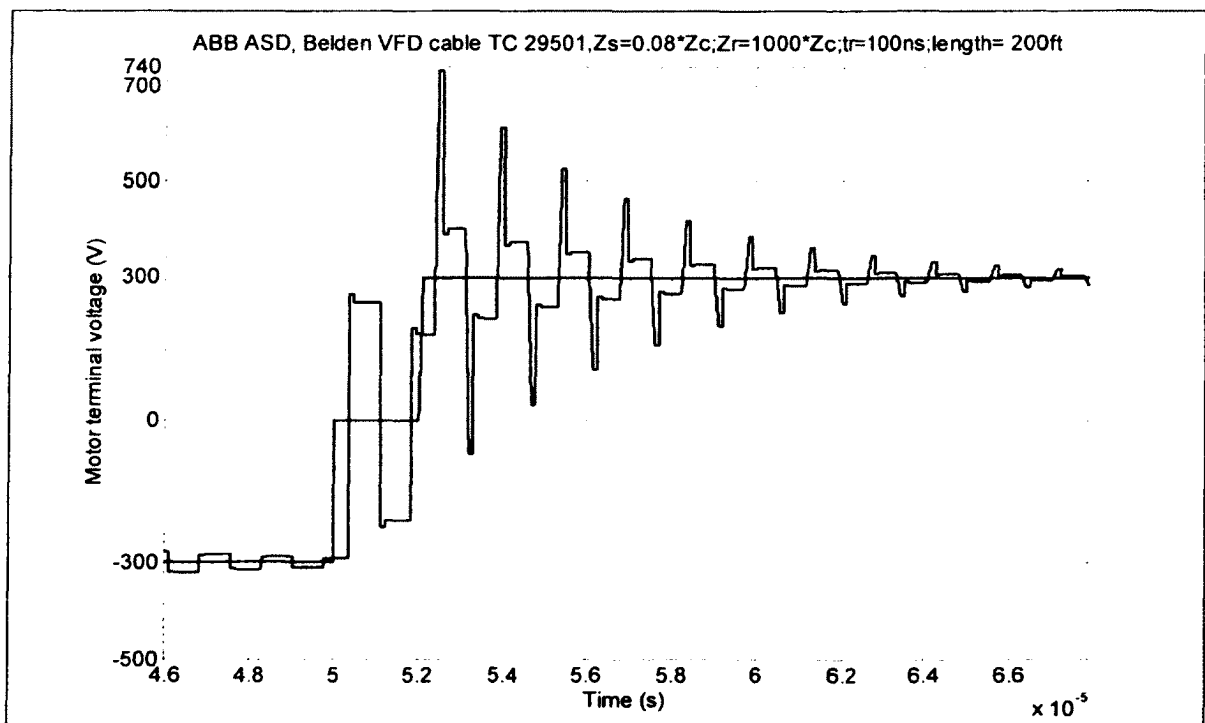


Figure 6. 34 Décomposition d'une montée bipolaire en deux impulsions longues.



**Figure 6. 35(a) Ondes de tensions aux bornes du moteur; câble de 200pi
Cas d'une montée bipolaire de tension.**



**Figure 6. 35(b) Surtension due à une montée bipolaire d'impulsion
Résultat de simulation.**

6.5.5 Cas d'empiètement

Le cas d'empiètement se produit lors d'une double transition accidentelle. Autrement dit, il se produit lorsqu'une phase commute de la borne négative à la borne positive du lien à courant continu; et au même instant, une autre phase commute de la borne positive à la borne négative. Une double transition est explicitée sur le schéma de la figure 6.36. Ce schéma montre un exemple de commutation dans lequel la phase A commute de la borne négative à la borne positive; et en même temps, la phase B commute de la borne positive à la borne négative. Par conséquent, l'onduleur passe directement de l'état '010' à '100' et la tension entre A et B transite directement de $-E$ à $+E$.

Cette montée de tension peut être interprétée comme le résultat de la somme de deux impulsions, dont une transite de 0 à E dénotée (1) et l'autre transite au même instant de $-E$ à 0, dénotée (2), comme indiqué par la figure 6.37. En procédant de la même façon qu'au paragraphe 6.5.2.2, on peut montrer que le transitoire dû à la montée de l'impulsion (1) s'ajoute à celui de l'impulsion (2) pour que la tension résultante dépasse en module la limite théorique maximale de V_{\max} , ($2p.u$).

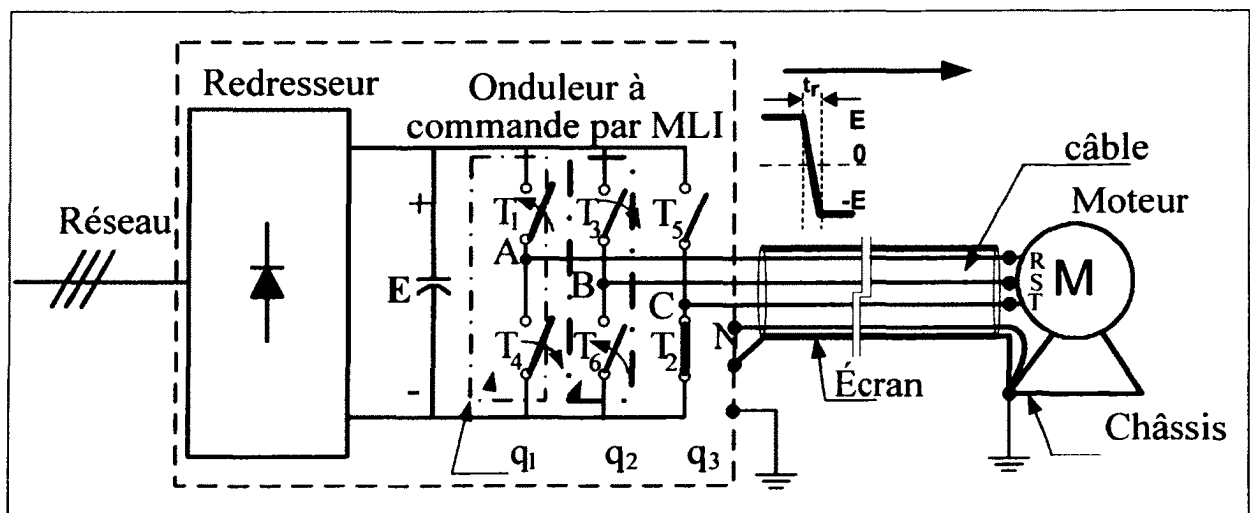


Figure 6.36 Empiètement entre les phases A et B.

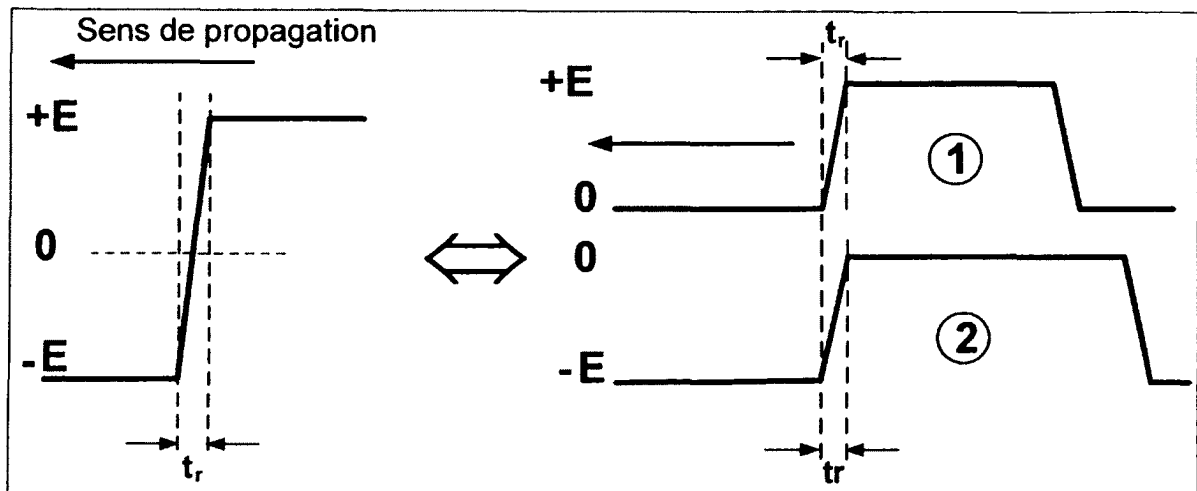


Figure 6.37 Décomposition d'une double transition en deux impulsions simultanées.

6.6 Impact de la MLI et de la régulation sur la liaison onduleur-moteur

L'onduleur à base d'IGBT, commandé par une MLI, délivre donc des ondes de tensions formées de créneaux à front raide de largeur variable. Par conséquent, l'étude des régimes transitoires sur le câble de liaison entre l'onduleur et le moteur doit considérer, en plus des caractéristiques du câble et l'impédance du moteur, l'amplitude des créneaux, la durée de leur front de montée et même la largeur et la distance entre les impulsions. Ces paramètres dépendent du type de modulation adopté, de la fréquence de celle-ci, de son indice de modulation et du rapport de réglage ($r = \hat{u}_r / \hat{u}_p$).

Comme théoriquement et expérimentalement démontré aux paragraphes §6.5 précédent, la largeur et la forme des impulsions ainsi que la distance entre les impulsions successives exercent une influence qui peut être déterminante pour le comportement du câble de liaison. En effet, on peut observer des surtensions atteignant ou dépassant le double de la tension crête nominale, selon qu'on se trouve en présence d'une impulsion isolée ou un train d'impulsion dont le rapport cyclique est plus ou moins adapté aux caractéristiques du câble de liaison.

La largeur moyenne des impulsions et les espaces entre créneaux de tension dépendent de la fréquence du signal porteur f_p . La répartition du temps $1/f_p$ de la période de modulation entre une impulsion de tension et le creux à tension nulle qui la suit varie au rythme de la fréquence f_r du signal de référence. Les formes indésirables des impulsions ou les espacements critiques entre les créneaux de tension peuvent se produire à cause de la réaction du régulateur à la suite d'une perturbation. Elles peuvent également se produire lorsqu'on veut augmenter le fondamental de la tension; ce dernier étant croissant avec la fréquence du signal de référence.

6.7 Conclusion

Ce chapitre présente des validations expérimentales importantes pour la théorie développée, relative aux transitoires des impulsions de tension et des courants parasites en MD qui leurs sont associés, dus à la longueur du câble reliant le moteur à l'onduleur ainsi qu'à la rapidité de commutation (dv/dt) des IGBT.

Les méthodes utilisées pour mesurer les paramètres contributeurs aux surtensions ont été spécifiées et les résultats de mesures ont été présentés.

La cohérence constatée entre les résultats de simulation et d'expérimentation prouve non seulement que les mesures effectuées étaient précises mais également que les modèles développés pour évaluer respectivement les surtensions et les courants en MD sont bien valides et adaptés aux systèmes d'entraînement électrique à commande MLI.

Le chapitre a également fait objet d'investigations expérimentales ayant montré l'existence de surtensions singulières dépassant 2p.u. Des démonstrations analytiques et par simulation ont montré que ces surtensions peuvent se produire dans les cas suivants:

- Lorsque deux impulsions sont proche l'une de l'autre d'une durée inférieure à la durée du transitoire (44τ).
- Lorsque l'impulsion est courte, d'une durée inférieure à la durée du transitoire (44τ).

- Lorsqu'une transition bipolaire survient dans un espace de temps inférieur à la durée du transitoire (44τ).
- Lorsqu'un empiètement survient.

On conclut donc que la largeur et la forme des impulsions ainsi que la distance entre les impulsions successives ont une influence qui peut être déterminante pour le comportement du câble de liaison. Les modèles développés permettent de tenir compte des paramètres dont dépendent les formes des impulsions, notamment: le type de modulation, la fréquence de celle-ci, son indice de modulation et s'il y a lieu les amplitudes signal porteur et de celui de la modulation.

CHAPITRE 7

CONTRIBUTION AUX MOYENS DE MITIGATION: UNE TECHNIQUE PRÉVENTIVE ET UNE INVENTION À IMPACT INDUSTRIEL

Ce chapitre fait objet des contributions concernant les moyens de mitigation servant à prendre les dispositions nécessaires lors de la conception ainsi que lors de l'installation des SEVV, afin de limiter le problème de surtension et des courants parasites en mode commun et différentiel dus à la réflexion d'onde. On y propose deux solutions majeures:

- Une solution de protection préventive qui consiste à procéder à la coordination entre les caractéristiques de l'onduleur, celles du moteur et celles du câble, en tenant compte de la classe d'isolation du moteur.
- Une solution de protection passive qui consiste à concevoir un compensateur d'élimination des surtensions. En effet, mis à part l'utilisation des filtres passifs habituellement utilisés, on propose dans ce chapitre un nouveau compensateur ayant fait l'objet d'une demande de brevetabilité, vu ses avantages, aussi bien techniques que commerciaux, par rapport aux solutions existantes.

7.1 Technique de protection préventive

Il est important de noter que les normes régissant les surtensions dans les moteurs alimentés par des convertisseurs ne donnent pas suffisamment de spécifications sur la manière de protéger ces moteurs. Les normes telles que NEMA MG1-30, NEMA MG1-31, IEC 60034-17, IEC 60034-25, posent certaines limites concernant le pic de tension ainsi que le dv/dt au niveau des bornes des moteurs.

Les techniques de modélisation des surtensions proposée au chapitre 5 servent à l'élaboration de recommandations bien fondées sur la façon de concevoir et d'installer convenablement les

SEVV, dans le but de protéger le moteur et le câble contre ce problème. Autrement dit, cette technique peut être utilisée dans la coordination entre l'onduleur, le moteur, la longueur du câble, la fréquence de fonctionnement et peut-être même la stratégie de commande adoptée.

7.1.1 Approches proposées

Les modèles de surtension développés au chapitre 5, ont été complétés par un onduleur à commande MLI avec des temps de montée t_r et de descente t_d contrôlables, comme montré sur la figure 7.1. Ainsi des outils de simulation ont été développés pour analyser le problème de la réflexion d'onde lors même de la conception.

En appliquant la forme d'onde du générateur à l'entrée d'un des modèles développés, on obtient facilement l'onde de tension ou de courant relative au modèle utilisé, et ceux en tout point le long du câble. Par ailleurs, le pic de tension ou du courant parasite en MD ainsi que leurs dérivés dv/dt et di/dt peuvent être déterminés pour chaque longueur du câble.

Plusieurs variantes d'outils de conceptions sont possibles, suivant le modèle utilisé. La figure 7.2 donne une première variante d'outil de simulation basé sur le modèle de la figure 5.1.

La figure 7.3 donne une deuxième variante d'outil de conception basé sur le modèle de la figure 5.25.

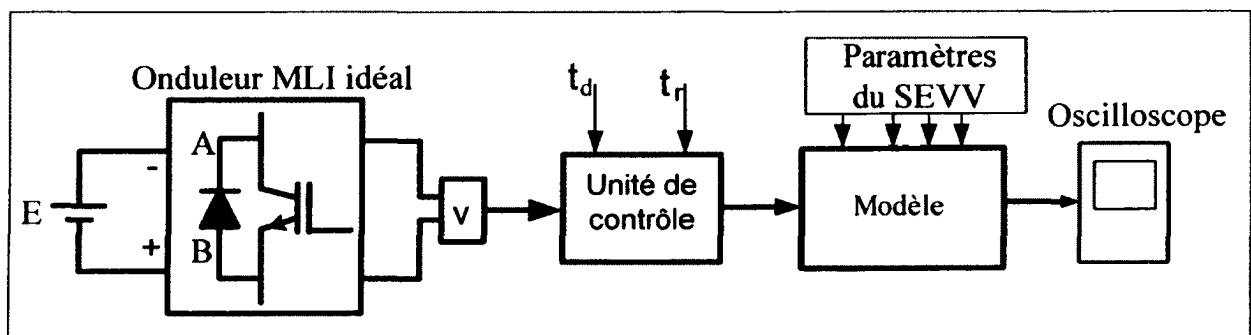


Figure 7. 1 Synoptique du modèle qui tient compte du temps de montée et de descente.

Dans le but d'exploiter le modèle développé, trois approches sont suggérées et peuvent être pratiquées soit à l'étape de la conception, soit à l'étape de l'installation:

La première consiste à définir, pour chaque système d'entraînement, dépendamment du type d'IGBT utilisé, la longueur de câble appropriée, à ne pas dépasser pour protéger le moteur.

La deuxième consiste à définir, pour chaque longueur de câble, le niveau maximal de la tension continue à ne pas dépasser, en fonction du temps de montée.

La troisième définit, pour chaque type et longueur de câble, le temps de montée (et descente) minimal (ou le dv/dt maximal) des impulsions à la sortie de l'onduleur, qui doit être respecté.

Ces trois approches doivent tenir en considération, la classe d'isolation du moteur. Cette dernière étant définie par A, B, C et D pour des tensions inférieures à 1000 V, 1300V, 1600V and 1800V respectivement.

7.1.2 Applications au système expérimenté

Quelques résultats relatifs à l'application des outils proposés au système d'entraînement expérimenté sont présentés ci-après :

La figure 7.4 présente des résultats de simulations relatifs à la variation du niveau maximal de surtension, en fonction de la longueur du câble (jusqu'à 40 pi), pour différents temps de montée: $t_r=100\text{ns}$, 200ns , 232 ns , 300ns . Dans ces simulations, le temps de propagation du câble testé (Belden) était de $546\text{ pi}/\mu\text{s}$. Dans le but d'avoir des résultats précis, le pas de calcul maximal est pris égal au centième du temps de propagation ($= \tau/100$). Ces résultats montrent que, pour un temps de montée donné, il y a une longueur de câble critique à partir de laquelle la surtension est maximale; voir tableau 7.1.

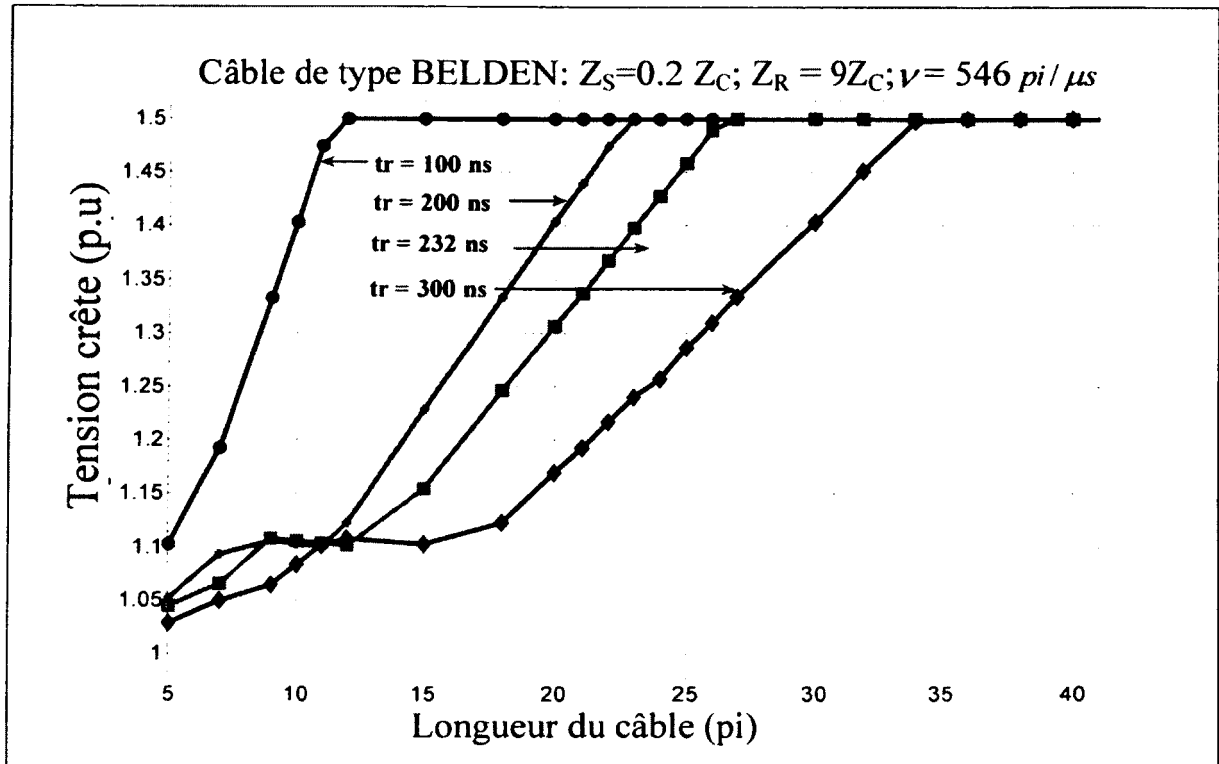


Figure 7.4 Pic de tension vs. la longueur du câble
Câble de marque Belden, type VFD TC 29501.

Tableau 7. 1

Longueur critique du câble vs. temps de montée
 Câble Belden VFD TC 29501; $Z_S = 0.1 Z_C$; $Z_R = 9Z_C$

Temps de montée tr	100 ns	200 ns	232 ns	300 ns
Longueur critique du câble (pi)	12	23	27	34

La figure 7.5 présente quelques résultats de simulation relatifs à la variation du niveau maximal de surtension, en fonction du temps de montée t_r , pour trois longueurs de câble (10 pi, 20 pi, 30 pi). Ces résultats montrent que i) en diminuant le temps de montée, le problème de surtension s'aggrave; ii) Il existe un temps de montée critique à partir duquel le pic de tension atteint son maximum; voir tableau 7.2. Contrairement à ce qui est souvent mentionné

dans la littérature, on constate que la variation du niveau maximal de tension n'est pas nécessairement une fonction continuellement décroissante avec la longueur de câble.

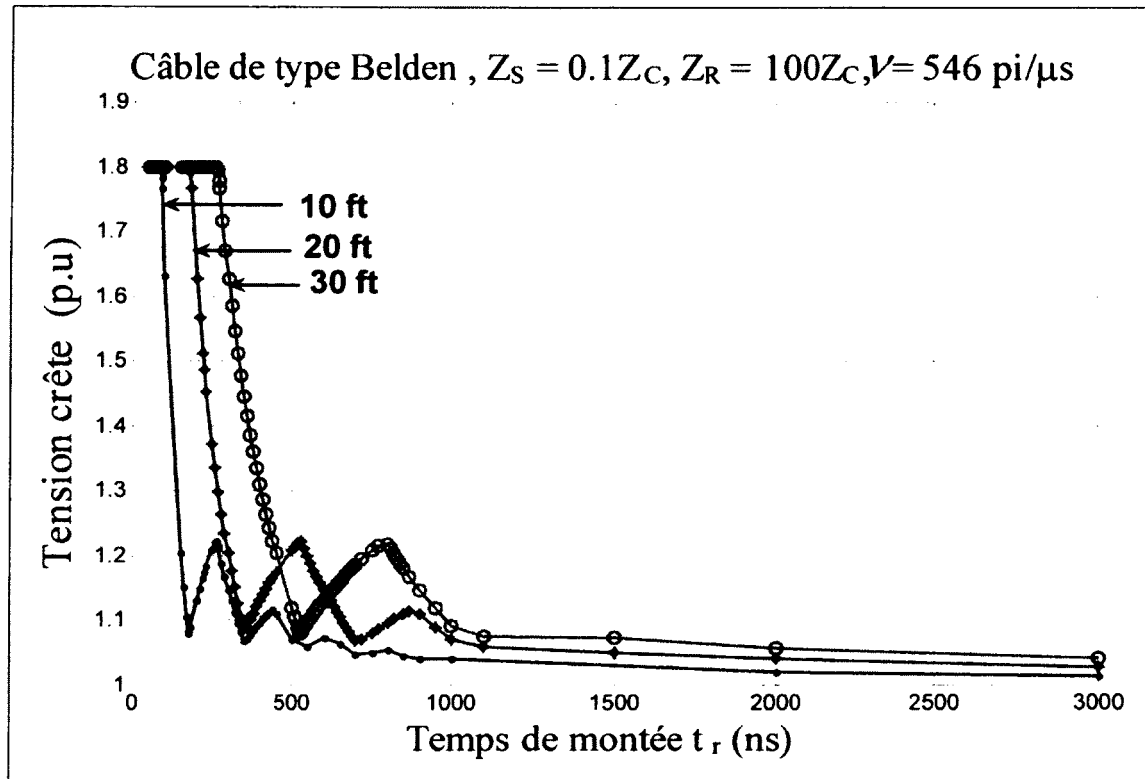


Figure 7.5 Pic de tension vs. le temps de montée
Câble de marque Belden, type VFD TC 29501.

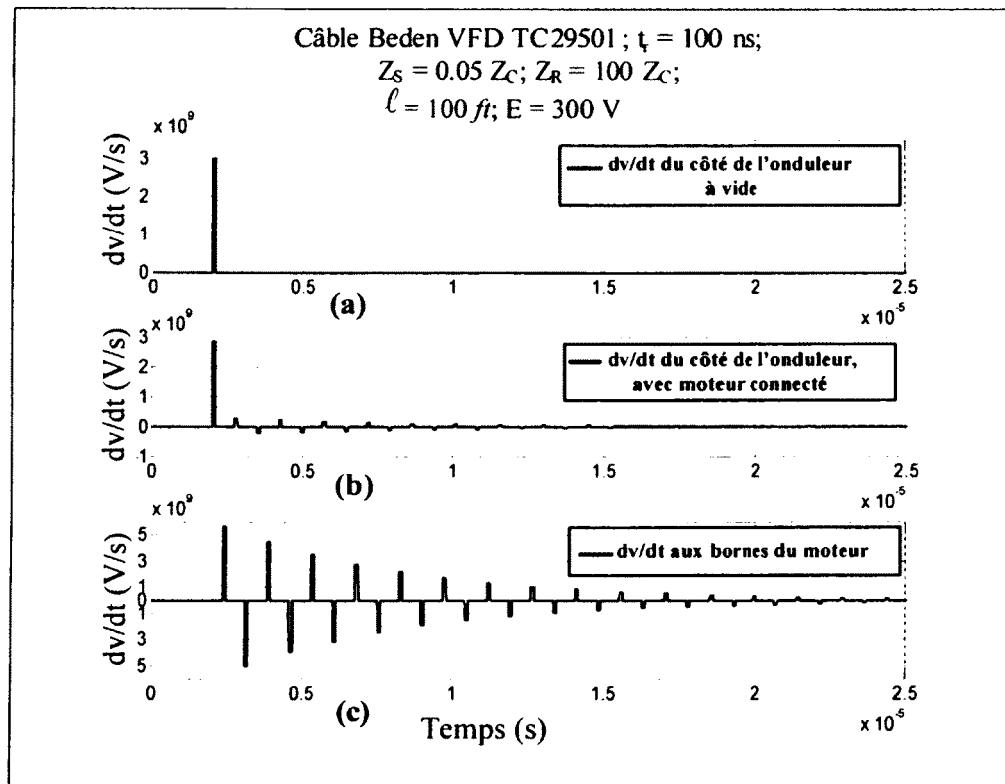
Tableau 7. 2

Temps de montée critique vs. longueur de câble
Câble Belden VFD TC 29501; $Z_S = 0.1 Z_C$; $Z_R = 100Z_C$

Longueur (pi)	10 pi	20 pi	30 pi
Temps de montée critique (ns)	100 ns	180 ns	280 ns

La figure 7.6 présente le dv/dt qui résulte d'une impulsion de l'onduleur, dont le temps de montée à vide est égal à 100 ns et d'une longueur de câble de 100 pi:

- La figure 7.4 (a) présente le dv/dt au niveau de l'onduleur, lorsque celui-ci est à vide.
- La figure 7.4 (b) présente le dv/dt au niveau de l'onduleur, lorsque celui-ci alimente le moteur à travers le câble de 100 pi de longueur.
- La figure 7.4 (b) présente le dv/dt aux bornes du moteur, dans cette dernière condition.



**Figure 7.6 Simulation de dv/dt aux bornes du moteur
Câble de marque Belden, type VFD TC 29501.**

La figure 7.7 présente des résultats de simulation relatifs à la variation du dv/dt au niveau du moteur, en fonction du temps de montée t_r à la sortie de l'onduleur. Ces résultats sont établis pour une longueur de câble de 100pi.

Cette courbe confirme qu'en diminuant le temps de montée, le dv/dt au niveau du moteur augmente et peut facilement aller au-delà des normes internationales. Dans le cas du système

d'entraînement expérimenté, pour une longueur de 100 pi et un temps de montée de 100ns, dv/dt dépasse 5.5×10^6 kV/s.

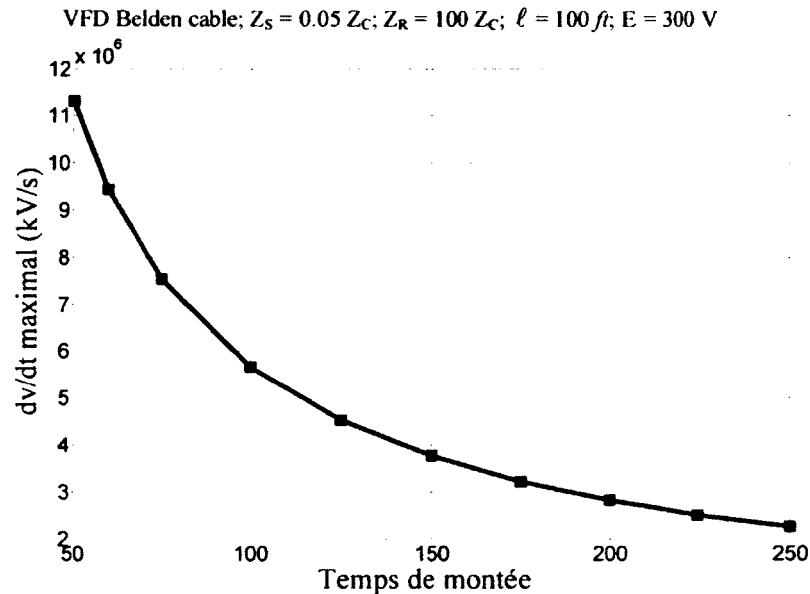


Figure 7.7 dv/dt maximal vs. le temps de montée
Câble de marque Belden, type VFD TC 29501.

Le tableau 7.3 montre la longueur critique (ℓ_c) du câble BELDEN en fonction du type des IGBT utilisés, leur tension du lien à courant continu associée et les valeurs typiques du temps de transition. Ce tableau présente également le pic du niveau de tension obtenu en utilisant trois longueurs de câble: ℓ_c , $0.75 \ell_c$ et $0.5 \ell_c$.

Il est nécessaire de mentionner que si l'isolation du moteur peut supporter la longueur critique du câble, l'ajout d'un mécanisme de protection externe ne sera pas nécessaire. Les auteurs, suggère souvent comme la longueur maximale de câble celle pour laquelle le pic de tension est égal la classe d'isolation du moteur. Toutefois, la haute fréquence de commutation qui génère de courtes impulsions, ou des impulsions très rapprochées ou encore des doubles transitions rapides doit être prise en considération. En effet, conformément au chapitre 6, avec ces types d'impulsions, il y a risque de surtension dépassant 2 p.u.

Tableau 7. 3

Longueur critique de câble et tension crête vs. le type d'IGBT
(Câble de marque Belden, type VFD TC 29501; $Z_S = 0.05 Z_C$; $Z_R = 100 Z_C$)

Type d'IGBT	Tension continue du lien à cc	Temps de transition (ns)	Longueur critique de câble ℓ_c (pi)	Tension crête (V)		
				ℓ_c	$0.75 \ell_c$	$0.5 \ell_c$
400 V	300 V	50	13.65	566	450	315
		300	81.92	566	440	315
600 V	500 V	70	19.11	943	734	525
		300	81.92	943	734	525
1200 V	750 V	100	27.3	1415	1100	787
		300	81.92	1415	1100	787
1700 V	850 V	200	54.61	1600	1248	892
		400	109.22	1600	1248	892

Pour ceci, on propose de tenir compte de la valeur de tension crête-crête (V_{pk-pk}) afin d'assurer une protection efficace du moteur; voir figure 7.8. Ceci permet de définir, comme longueur de sécurité, celle qui cause une valeur crête de tension inférieure que celle donnée par l'équation (7.1); où V_{cr} est la valeur critique de la tension relative à la classe d'isolation du moteur; V_{dc} est la tension du lien à courant continu. En utilisant cette considération, le tableau 7.4 établit, pour chaque type d'IGBT, la longueur de sécurité à ne pas dépasser.

$$V_{pk} = \frac{V_{cr} + V_{dc}}{2} \quad (7.1)$$

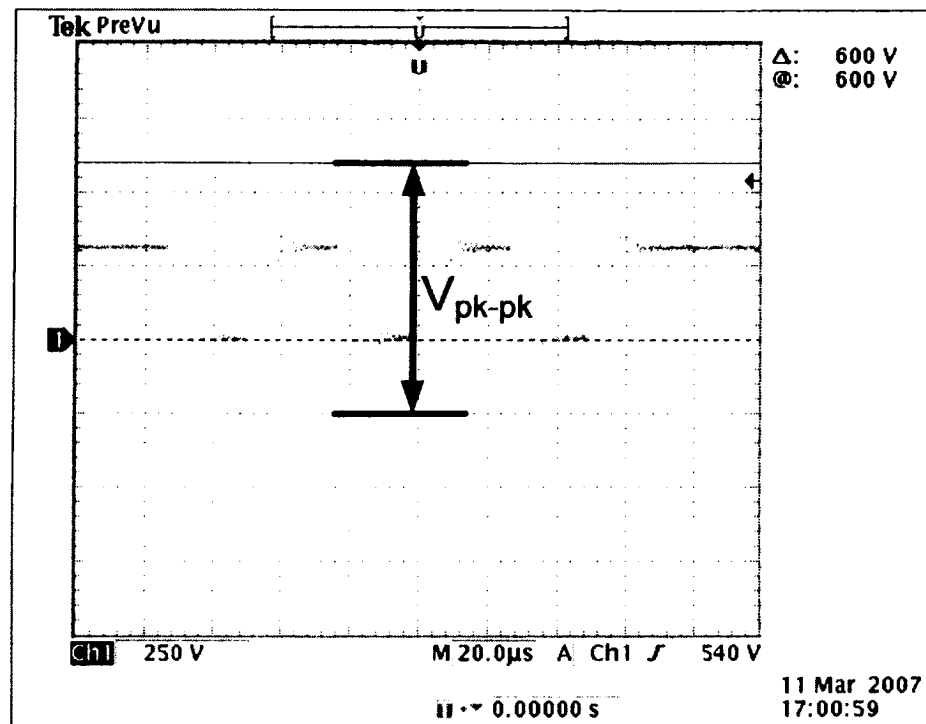


Figure 7.8 Tension crête-à-crête à considérer.

Tableau 7. 4

Longueur de sécurité vs. le type d'IGBT
(Câble de marque Belden, type VFD TC 29501; $Z_S = 0.05 Z_C$; $Z_R = 100 Z_C$)

Type d'IGBT	Tenions continu du lien à cc	Temps de transition (ns)	Longueur de sécurité (pi) vs. la classe d'isolation du moteur			
			A	B	C	D
400 V	300 V	50 ns	*	*	*	*
		300 ns	*	*	*	*
600 V	500 V	70 ns	15	18	*	*
		300 ns	63	78	*	*
1200 V	750 V	100 ns	15	19	22	24
		300 ns	46	56	65	73
1700 V	850 V	200 ns	14	34	40	43
		400 ns	57	68	80	87

‘*’: Le moteur est en sécurité quelle que soit la longueur du câble

À partir du tableau 7.1, on peut conclure que pour des entraînements à tension cc inférieure à 500 V, il convient que le système d'isolation du moteur fournisse une durée de vie satisfaisante en étant soumis à des tensions de crête inférieures à 2 p.u. Pour Les systèmes dont le lien cc est à une tension ou égale supérieure à 500 V, alimentés par un onduleur à commutation rapide (IGBT), des solutions de protections doivent être exigées.

7.2 Commentaires sur les solutions en vigueur

Pour réduire les surtensions transitoires aux bornes du moteur, plusieurs types de solutions sont possibles. Outre les actions sur l'isolation du moteur, on peut citer les principales solutions industrielles mises en œuvre à ce jour, à savoir:

7.2.1 Réactance série:

L'emploi d'une réactance série (triphasée), entre l'onduleur et le moteur, tel qu'indiqué sur la figure 7.9, permet d'atténuer les fronts de montées et descente des impulsions de tension. Cette solution a pour inconvénient de causer une chute de tension qui peut être considérable au niveau du moteur. Le fondamental de la tension se trouve le plus souvent réduit ce qui crée une baisse du couple moyen délivré par le moteur. Ceci a pour effet de causer particulièrement un fonctionnement insatisfaisant à faible vitesse et faible couple de charge. Les constructeurs qui offrent ce type de solution, et qui sont conscients de ce problème, limitent le dimensionnement de l'inductance de manière à réduire cette chute de tension à des valeurs inférieures à 5% de la tension nominale.

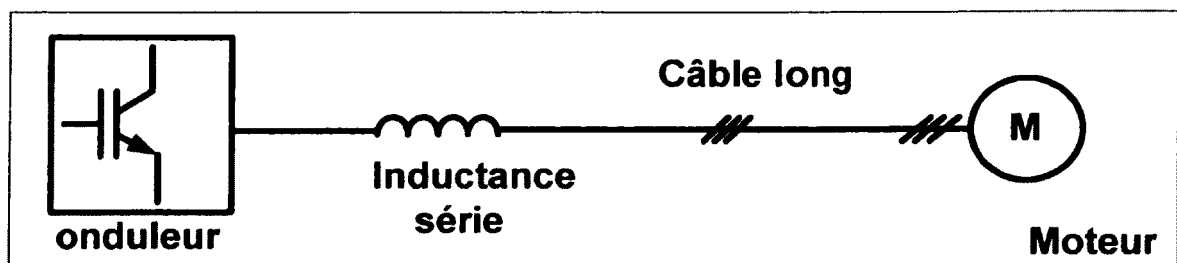


Figure 7.9 Réactance série.

7.2.2 Filtre passe-bas à la sortie de l'onduleur

Les paramètres du filtre L_f , C_f et R_f de la figure 7.10 sont choisis de façon à ce que le temps de montée soit suffisamment long. En effet, avec un placement des pôles de la fonction de transfert du filtre, on peut imposer un temps de réponse et par conséquent un temps de montée acceptable. Toutefois, les fabricants ne disposent pas de méthodes de dimensionnement rigoureuses puisqu'en général, l'adoption d'un filtre dont le temps de réponse supérieur de plusieurs fois le temps de propagation du câble donne de bons résultats. Pour procéder à un dimensionnement rigoureux, il y a possibilité d'utiliser la théorie proposée dans les chapitres 3, 4 pour imposer une impédance de sortie et un temps de montée à la sortie de l'onduleur. L'utilisation d'un des outils de conception proposés au chapitre 5 peut aussi déterminer les paramètres du filtre et de procéder à la vérification de leur efficacité. Notons que l'avantage de ce filtre du second degré réside aux points de vue encombrement, masse et coût. Il présente aussi l'avantage de filtrer de façon simultanée les harmoniques de la tension MLI et d'appliquer ainsi une forme d'onde presque sinusoïdale. Son inconvénient se présente dans les pertes joules due à la résistance d'amortissement. Par ailleurs, son dimensionnement dépend de la fréquence de modulation. Celle-ci doit en effet être plusieurs fois multiple de la fréquence de résonance du filtre afin de prévenir les courants excessifs dans celui-ci et un mauvais fonctionnement du convertisseur.

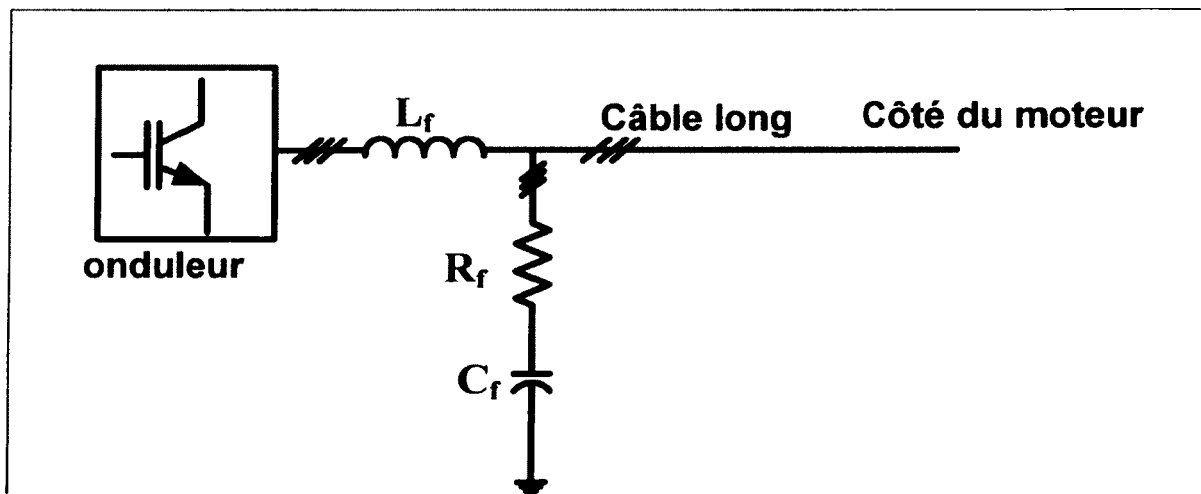


Figure 7.10 Filtre passe-bas RLC.

7.2.3 Circuit amortisseur aux bornes du moteur:

L'emploi d'un circuit amortisseur aux bornes du moteur permet de réduire l'impédance de celui-ci et par conséquent le coefficient de réflexion correspondant. Un tel filtre peut être réalisé de différentes manières; il est principalement de type RLC ou encore de type RC tel qu'indiqué sur la figure 7.11. Pour déterminer les paramètres du filtre, on procède à égaliser l'impédance du moteur à celle du câble. On peut aussi se fixer un temps de montée acceptable et calculer la constante du temps du filtre en conséquence. La solution utilisant un filtre RC coûte moins chère mais elle doit dépendre du type de câble utilisé pour maximiser ses effets. L'inconvénient majeur de cette solution réside encore une fois dans les pertes joules dans la résistance.

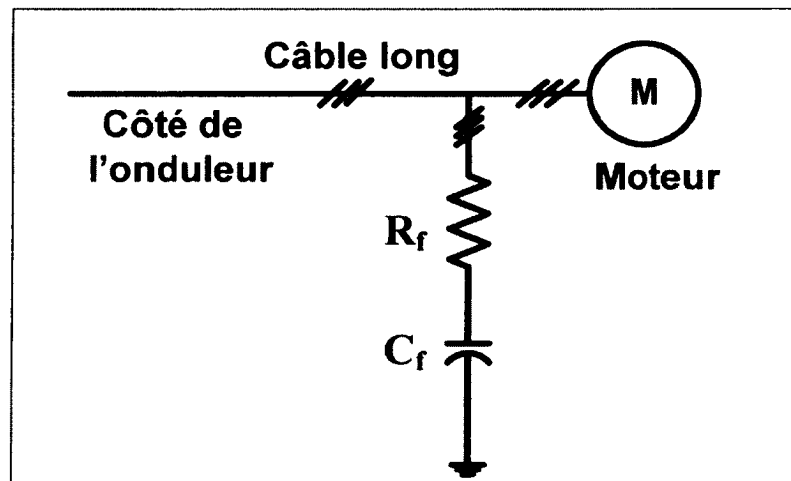


Figure 7.11 Circuit amortisseur RC aux bornes du moteur.

7.2.4 Filtre LC avec transformateur d'isolation

Ce filtre se place à la sortie de l'onduleur et assure la fonction d'un filtre passe-bas. Il se base sur le même principe que le filtre passe-bas RLC, vu au §7.2.2, mais il utilise un transformateur d'isolation qui alimente les condensateurs. Cette solution permet de minimiser les courants absorbés par ces derniers, grâce au rapport de transformation, et d'utiliser par conséquent de grandes capacités. L'inductance du primaire du transformateur peut alors être faible et offre donc une réactance de ligne plus faible. Ainsi, la chute de

tension le long du câble est beaucoup plus faible que celle rencontrée dans la solution de la réactance série vue au §7.2.1. Par conséquent, cette solution offre une performance meilleure, relativement à la réactance série, au couple du moteur. Par ailleurs, elle joue le même rôle du filtre passe-bas RLC puisqu'elle permet également d'appliquer une forme d'onde presque sinusoïdale au câble et au moteur. Toutefois, cette solution est la plus coûteuse et est relativement encombrante tenant compte de la présence du transformateur.

7.3 Proposition d'un nouveau compensateur (passif) de surtension

7.3.1 Approche proposée

Tenant compte du fait que la solution utilisant un circuit RC est la moins coûteuse de toutes les solutions existantes; sachant aussi que l'inconvénient de cette solution réside sur les pertes joules dans la résistance, on a développé une nouvelle approche:

La solution proposée consiste à appliquer un circuit RC aux bornes du moteur, pas de façon permanente, mais juste au moment du transitoire des impulsions qui dure quelques microsecondes. En effet, le circuit RC ne serait raccordé aux bornes de moteurs que lorsqu'il y a une surtension qui dépasse le niveau de la tension continue qui alimente l'onduleur. Cette approche a pour but d'assurer une protection du moteur contre les surtensions en utilisant un circuit RC tout en réduisant les pertes dans la résistance.

Afin de réaliser cette approche on a conçu un compensateur passif basé sur l'utilisation de diodes ultra-rapides. Sous plusieurs configurations possibles, ces diodes assureront la connexion d'un circuit RC au moteur au moment du transitoire de tension. Autrement dit, tout dépassement de la tension entre-phases aura pour effet de provoquer la conduction d'une diode ou de deux diodes à la fois, ce qui en découle un écrêtage de la tension au niveau désiré.

7.3.2 Quelques variantes proposées

Ces variantes imposent d'abord un circuit RC parallèle et non un circuit série. Elles considèrent toutes les surtensions par phase plutôt que les surtensions entre-phase. En effet, si les surtensions par phase sont éliminées, celles entre-phases seront également éliminées en conséquence. Trois variantes sont proposées, dénommées successivement:

- Compensateur simple voie direct
- Compensateur simple voie inverse
- Compensateur double à deux circuits RC
- Compensateur double à un seul circuit RC

7.3.2.1 Compensateur simple voie direct:

Afin d'expliciter le principe de cette première variante, considérons un générateur "triphasé" d'impulsions positives, qui alimente le moteur à travers un câble long; figure 7.12. On assume qu'à la sortie du générateur, le niveau de la tension est soit 0 soit E pour les trois phases. En alimentant un circuit RC aux bornes du moteur à travers trois diodes ultra-rapides comme indiqué sur la figure 7.12, aucune surtension par phase ne peut s'établir.

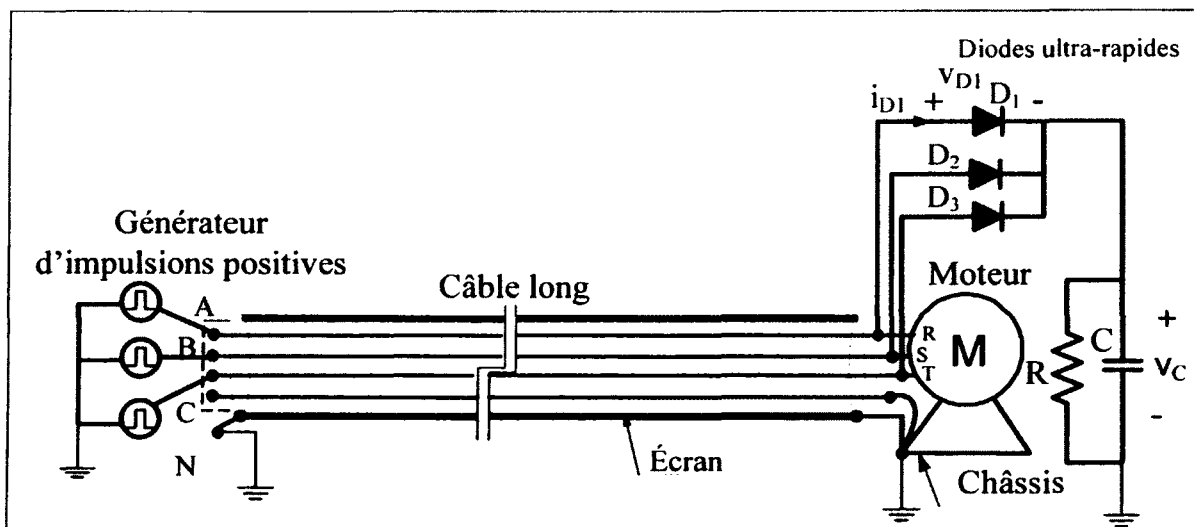


Figure 7.12 Principe du compensateur simple voie proposé.

En effet, La diode D_1 ne peut conduire que lorsque la tension à la borne R (v_R) est supérieure au potentiel du condensateur C (v_C). Si le condensateur est initialement chargé au potentiel désiré E, alors, lorsque v_R tend à dépasser E, D_1 conduit et le potentiel v_R se retrouve au potentiel du condensateur. Lorsque le potentiel du condensateur redevient supérieur à v_R , D_1 bloque et le condensateur se décharge dans la résistance.

7.3.2.2 Compensateur simple voie inverse:

Afin d'expliciter le principe de cette deuxième variante, considérons un générateur "triphase" d'impulsions négatives, qui alimente le moteur à travers un câble long; figure 7.13. On assume qu'à la sortie du générateur, le niveau de la tension est soit 0 soit -E pour les trois phases. En alimentant un circuit RC aux bornes du moteur à travers trois diodes ultra-rapides comme indiqué sur la figure précitée, aucune surtension négative par phase ne peut s'établir.

En effet, La diode D_1 ne peut conduire que lorsque la tension à la borne R (v_R) est inférieure au potentiel du condensateur (v_C). Si le condensateur est initialement chargé au potentiel désiré (-E), alors, lorsque v_R tend à dépasser négativement (-E), D_1 conduit et le potentiel v_R se retrouve au potentiel du condensateur. Ce dernier commence alors à se charger jusqu'à ce que son potentiel redevienne supérieur à celui de v_R ; c'est alors que D_1 bloque et le condensateur se décharge dans la résistance.

7.3.2.3 Compensateur double à deux circuits RC

On propose ici un compensateur qui combine le rôle des deux compensateurs proposés précédemment afin d'assurer la protection contre les surtensions des impulsions négatives et positives à la fois. Ce compensateur implique l'utilisation de deux compensateurs: un simple voie direct et l'autre simple voie inverse, comme indiqué sur la figure 7.14. Ainsi, il implique l'utilisation de deux circuits RC similaires : R_1C_1 et R_2C_2 .

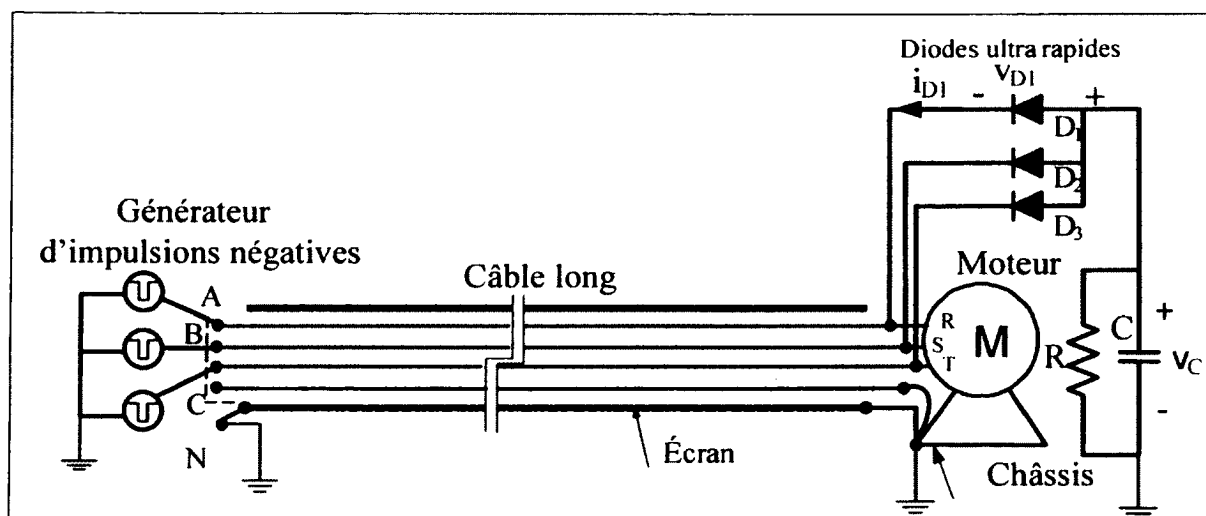


Figure 7.13 Principe du compensateur simple voie inverse.

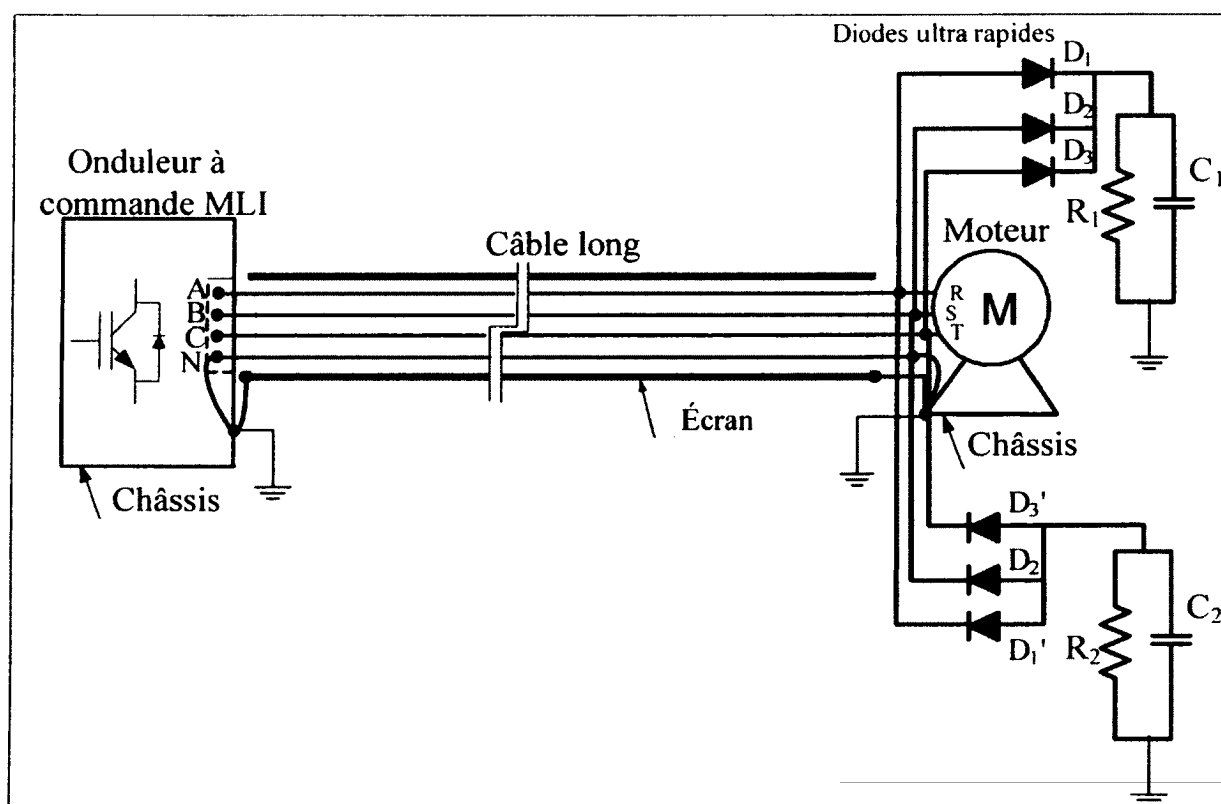


Figure 7.14 Principe du compensateur double à deux circuits RC.

7.3.2.4 Compensateur double à un seul circuit RC (Première topologie)

Afin de combiner les deux fonctions tout en utilisant un seul circuit RC, on a tout simplement relié les deux ponts à trois diodes en un seul pont à six diodes pour que toutes les diodes débitent sur le même circuit; figure 7.15. Cette solution a l'avantage de dispenser de l'utilisation d'une mise à la terre. Elle a aussi l'avantage d'être simple, plus efficace et moins coûteuse que toutes les solutions existantes.

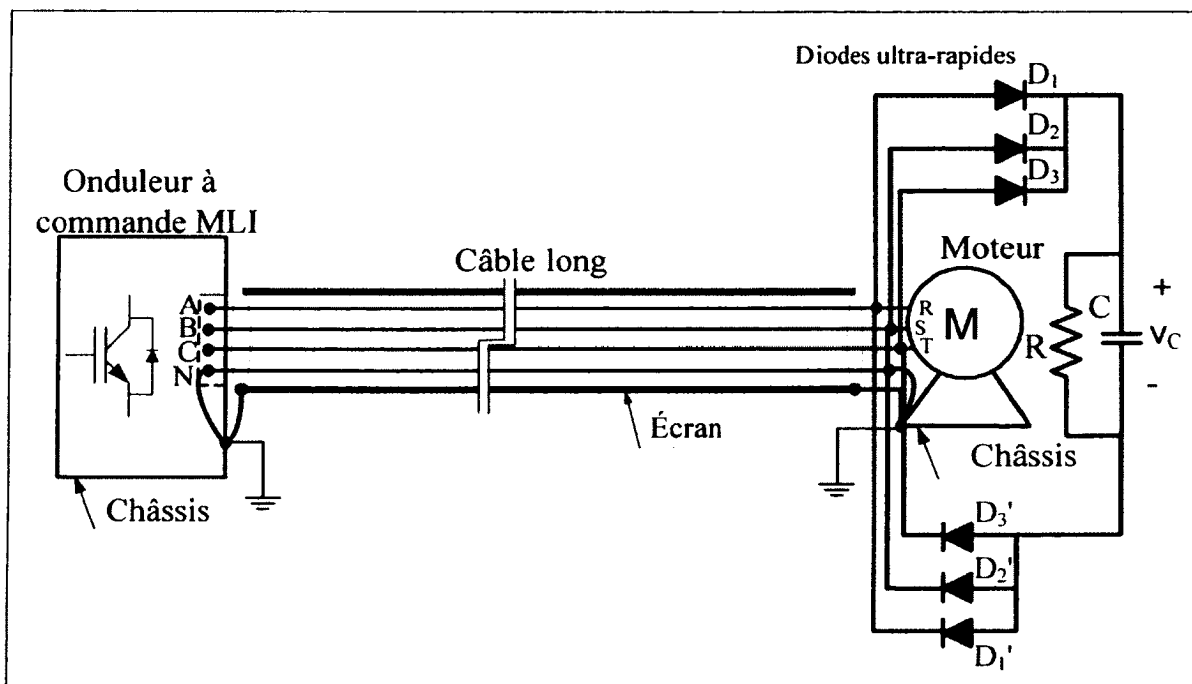


Figure 7.15 Principe du compensateur double à un seul circuit RC (1^{ère} topologie).

7.3.2.5 Compensateur double à un seul circuit RC (deuxième topologie)

Afin d'assurer une protection efficace tout en maintenant le niveau de tension au niveau de la tension cc, la charge du condensateur doit être maintenue d'une impulsion à l'autre. Afin que la décharge du condensateur soit la plus lente possible on peut être amené à utiliser un condensateur de forte capacité. Dans ce cas, un appel de courant transitoire (à la mise sous tension) devient tellement important qu'il puisse engendrer le déclenchement du système de protection et bloquer ainsi la commande de l'onduleur. Par ailleurs, si le condensateur devrait

supporter toute la tension entre phase, sa valeur nominale de tension relativement élevée, combinée à sa valeur de capacité élevée lui imposent une grande taille. Afin de limiter la tension nominale du condensateur, on a adopté un diviseur de tension résistif, comme montré sur la figure 7.16. La résistance R_2 peut éventuellement être dimensionnée pour limiter le courant absorbé par le compensateur et de protéger ainsi le système de tout déclenchement dû à une détection de surintensité. Toutefois, R_2 ne doit pas avoir de grande valeur sinon il y aurait réflexion de l'onde. L'adoption d'une valeur de R_2 égale à l'impédance caractéristique du câble demeure la meilleure option.

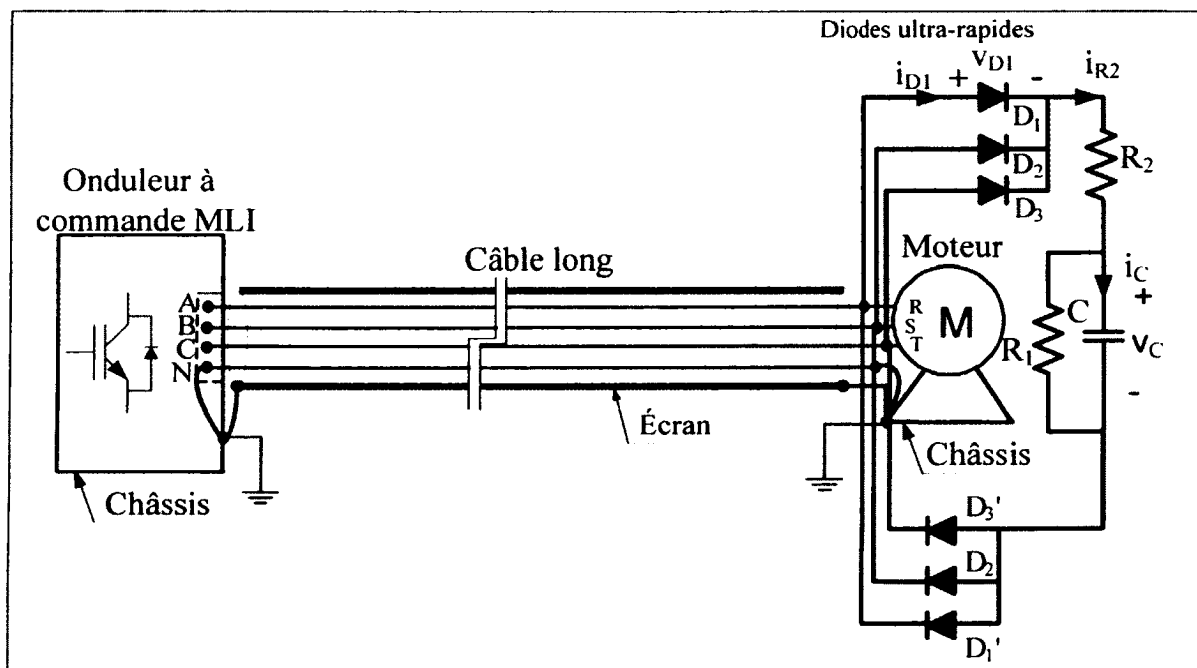


Figure 7.16 Principe du compensateur double à un circuit RC (2^{ème} topologie).

7.4 Résultats de simulation

Des simulations ont été réalisées sur différentes longueurs de câble et différents temps de montées. Les paramètres utilisés sont ceux du câble et moteur expérimentés. Le temps de montée a été réduit progressivement jusqu'à des valeurs proches de zéro afin de s'assurer que la protection proposée est indépendante de ce dernier. On expose ci-après des résultats des simulations réalisées sur le compensateur double voie à un circuit amortisseur RC suivant sa

deuxième topologie de la figure 7.16. Un condensateur de $2300 \mu\text{F}$, 450 VDC a été utilisé ainsi que deux résistances de valeurs égale à l'impédance caractéristique du câble $R_1 = R_2 = 80 \Omega$.

Plusieurs simulations ont été réalisées en utilisant différentes longueurs de câble et en considérant différents types de modulation (particulièrement les modulations sinusoïdale et vectorielle). Différents fréquences de modulation et différents indices de modulation ont également fait objet de simulation afin de vérifier que la solution reste globalement valable même dans le cas de courtes impulsions ou d'impulsions trop proches l'une de l'autre comme discuté au chapitre 6.

Ces simulations ont confirmé le fonctionnement du compensateur et surtout son efficacité à éliminer les surtensions. Par ailleurs, elles ont montré qu'il assure bien son deuxième rôle, à savoir le filtrage des courants absorbés par le moteur.

La fréquence de modulation est fixée à seulement 1 kHz afin d'optimiser le temps de simulation.

On présente ci-après les résultats obtenus lorsqu'un câble de 200pi est utilisé. Notons que dans ce cas, La MLI choisie est sinusoïdale où la fréquence de modulation est fixée à seulement 1 kHz afin d'optimiser le temps de simulation et l'indice de modulation est de 0.8.

La figure 7.17 présente les formes d'onde de la tension entre phase v_{RS} obtenue lorsqu'un câble de 200 pi est utilisé, respectivement sans et avec protection par le compensateur.

La figure 7.18 présente les formes d'onde de la tension entre phase v_{RS} et des courants de phase à l'entrée du moteur (i_1, i_2, i_3), lorsque celui-ci est sans protection.

La figure 7.19 présente les formes d'onde de la tension entre phase v_{RS} et des courants de lignes en aval du compensateur (i_1, i_2, i_3), lorsque le moteur est sous protection.

La figure 7.20 présente les formes d'onde de la tension entre phase v_{RS} et des courants absorbés par le moteur (i_{M1} , i_{M2} , i_{M3}), lorsque ce dernier est sous protection par le compensateur.

Les figures 7.21(a) et 7.21(b) présentent les formes d'onde de la tension entre phase v_{RS} et du courant dans le condensateur i_C .

La figure 7.22 présente les formes d'onde de la tension aux bornes de la diode D_1 (v_{D1}) et du courant qui la traverse i_{D1} .

La figure 7.23 présente les formes d'onde de la tension aux bornes de la résistance R_2 (v_{R2}) et du courant qui la traverse i_{R2} .

La figure 7.24 présente l'évolution des puissances active et réactive instantanées à la fréquence fondamentale, fournies par le compensateur. On y constate que le compensateur ne consomme aucune puissance à la fréquence fondamentale, contrairement au cas où on utiliserait un simple filtre RC.

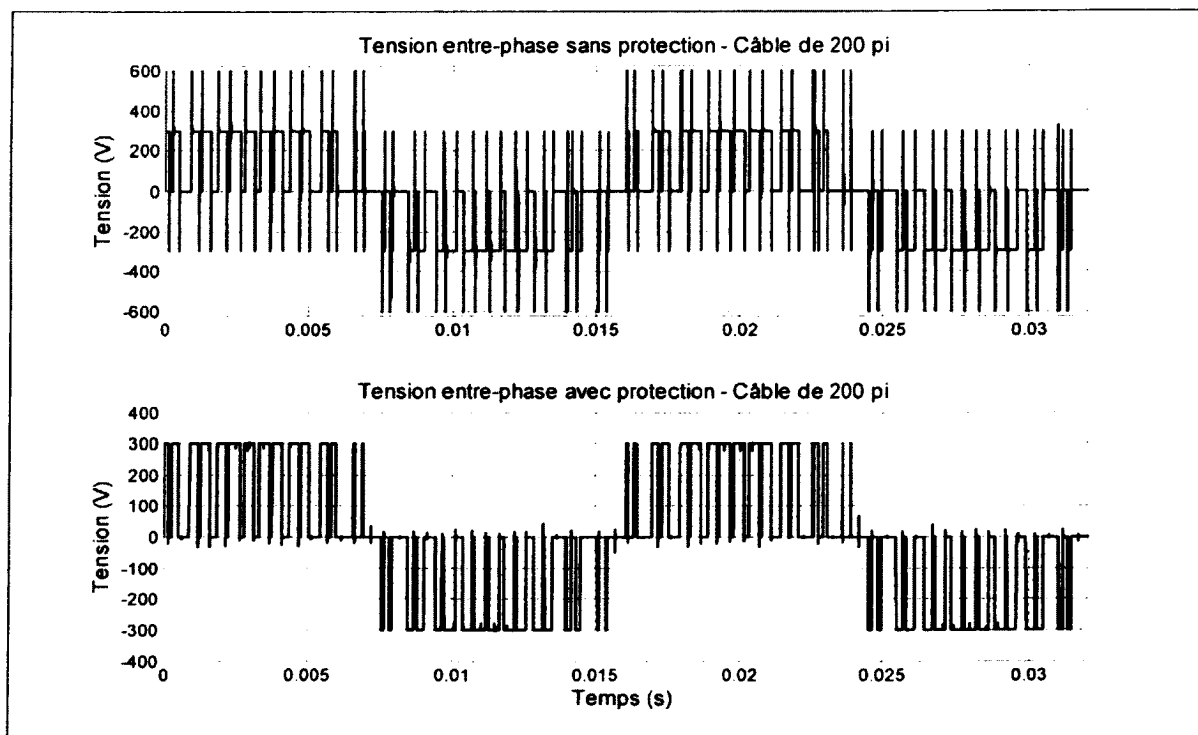


Figure 7.17 Tension entre phase sans et avec protection.

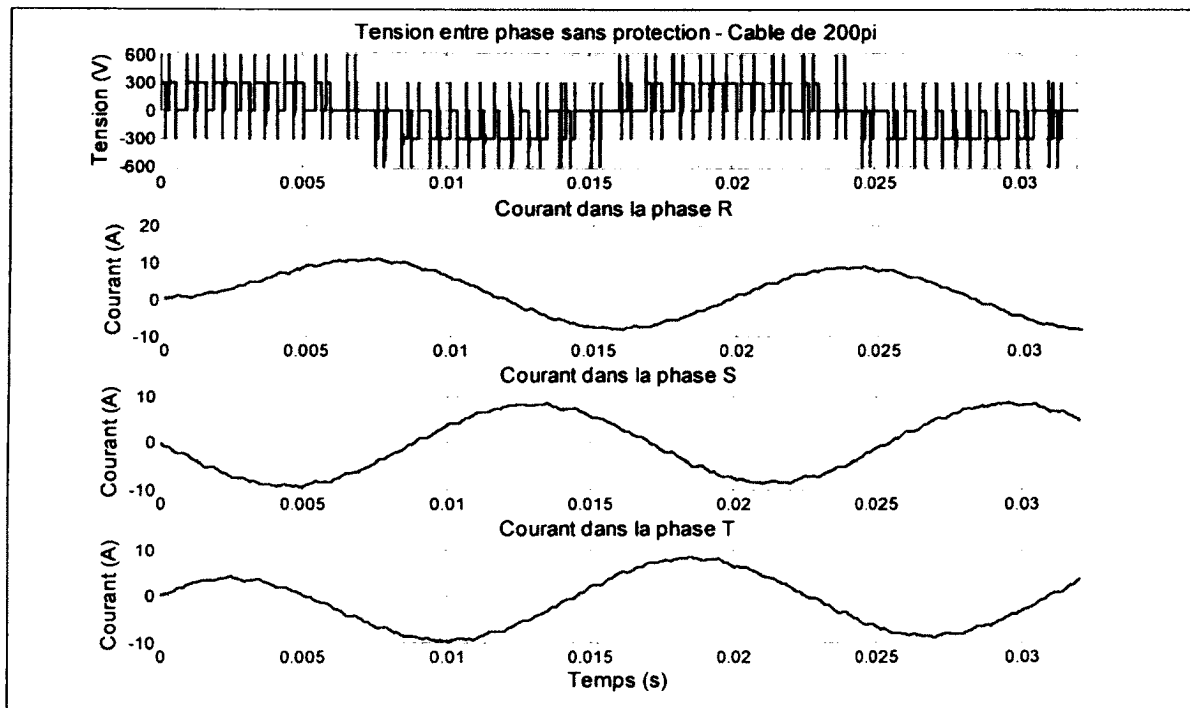


Figure 7.18 Tension entre phase et courants de phase (sans protection).

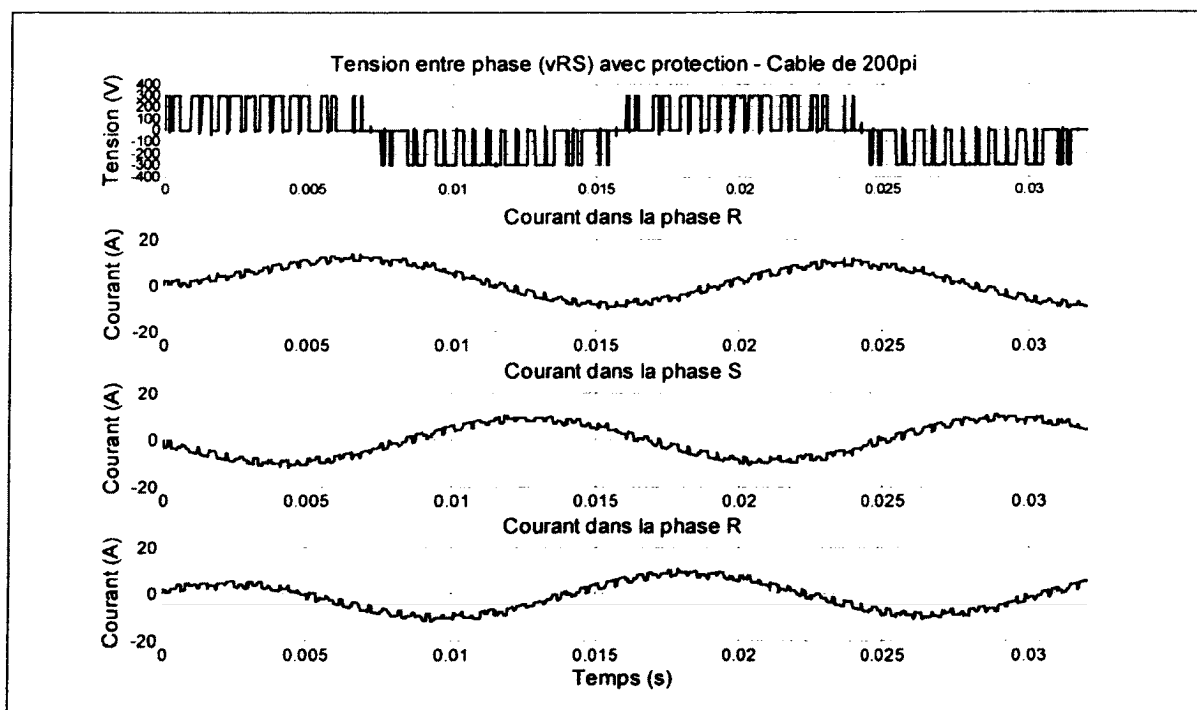


Figure 7.19 Tension entre phase et courants de phase en aval du compensateur.

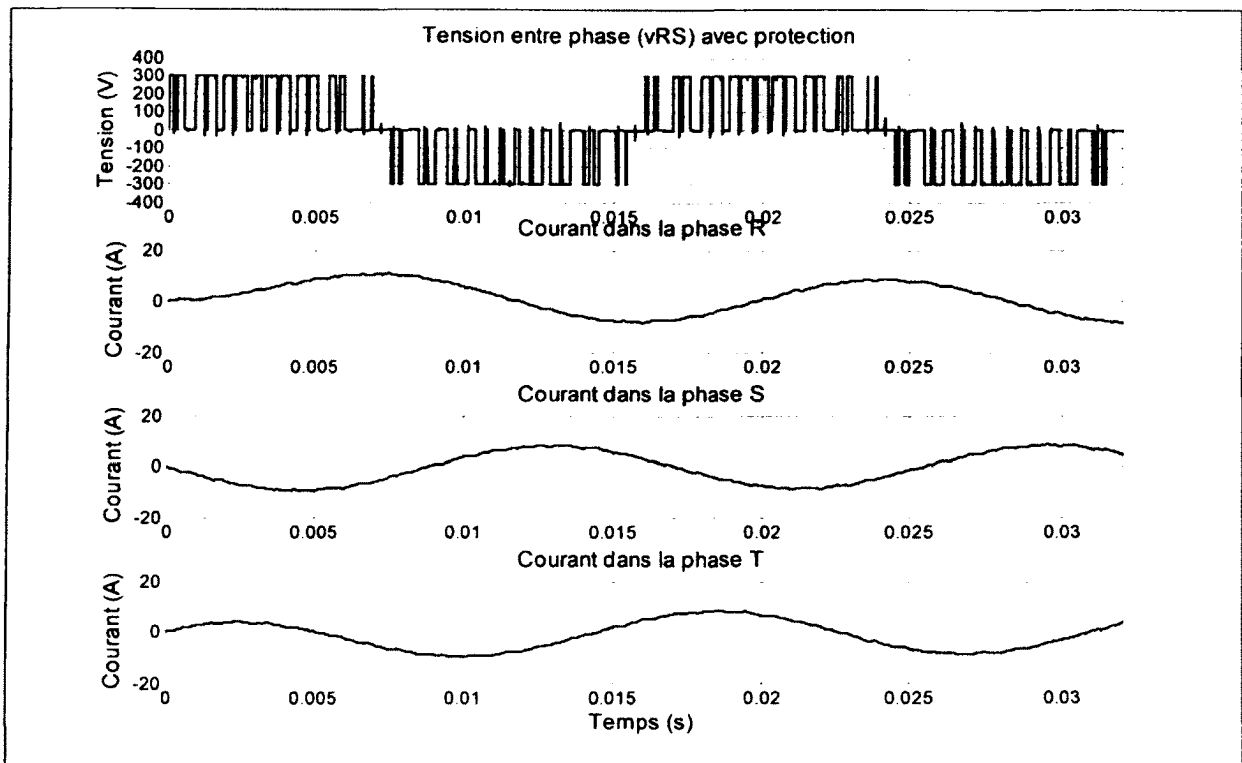


Figure 7.20 Tension entre phase et courants absorbés par le moteur sous protection.

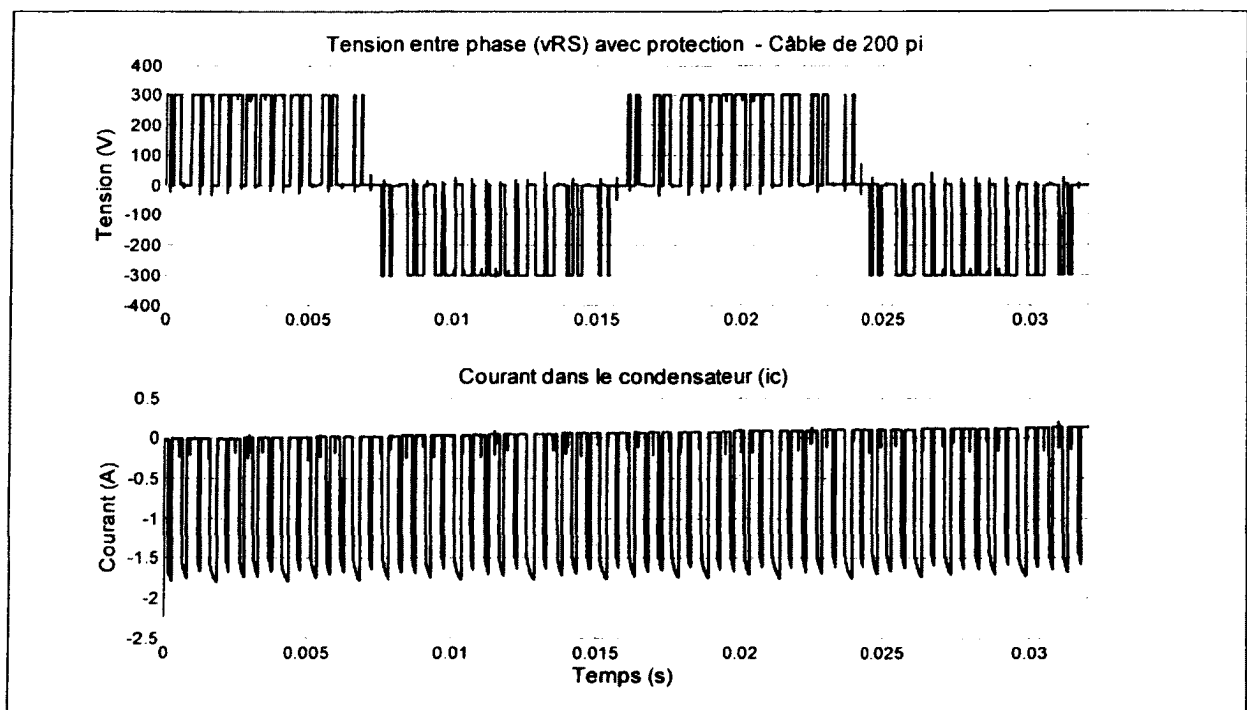


Figure 7.21(a) Tension aux bornes du moteur et courant dans le condensateur.

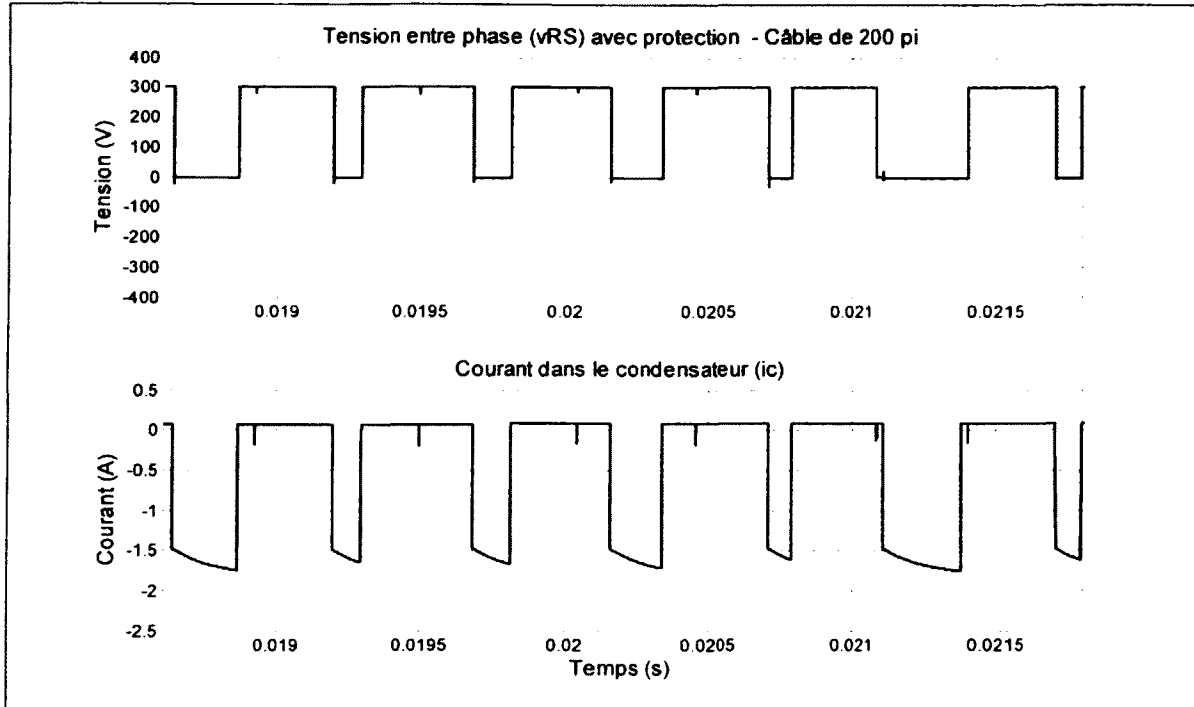


Figure 7.21 (b) Tension aux bornes du moteur et courant dans le condensateur.

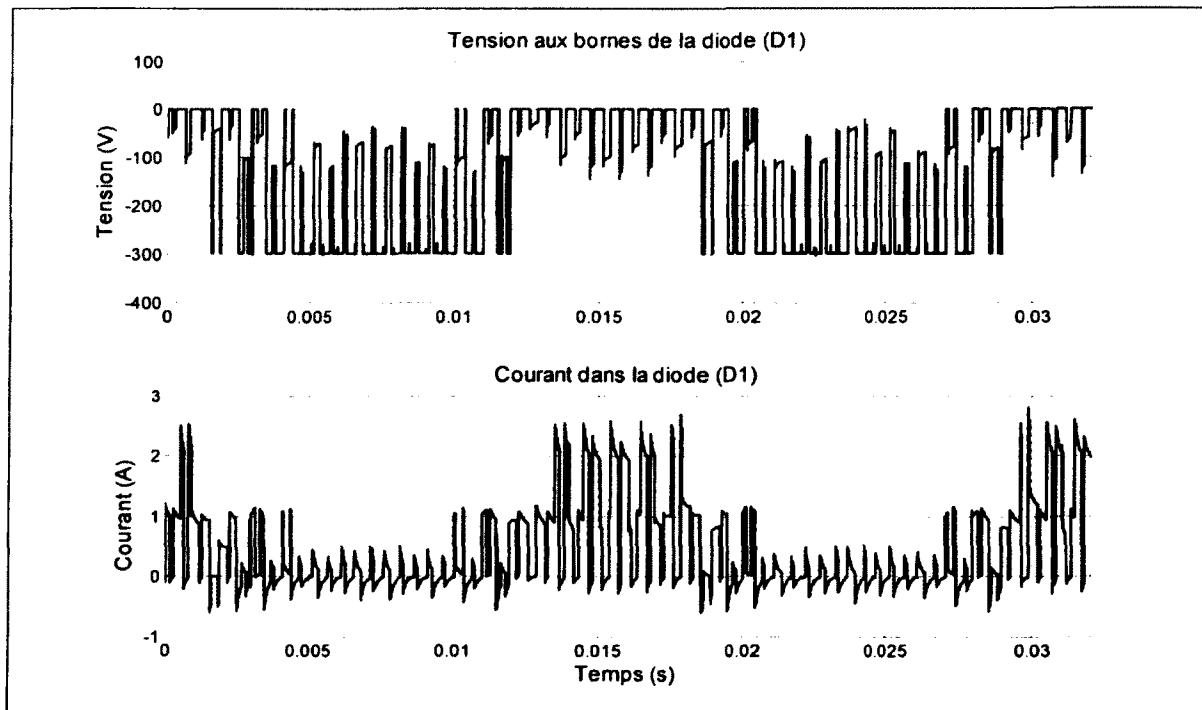


Figure 7.22 Tension et courant relatifs à la diode D₁.

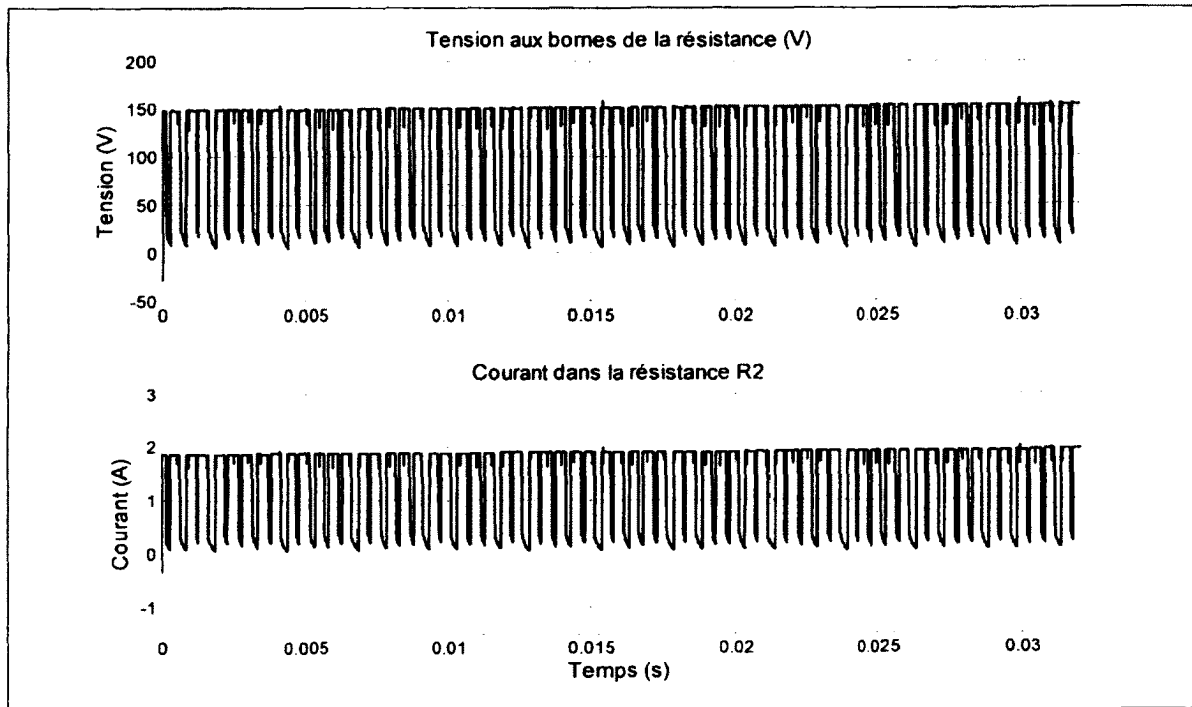


Figure 7.23 Tension et courant dans la résistance R_2 .

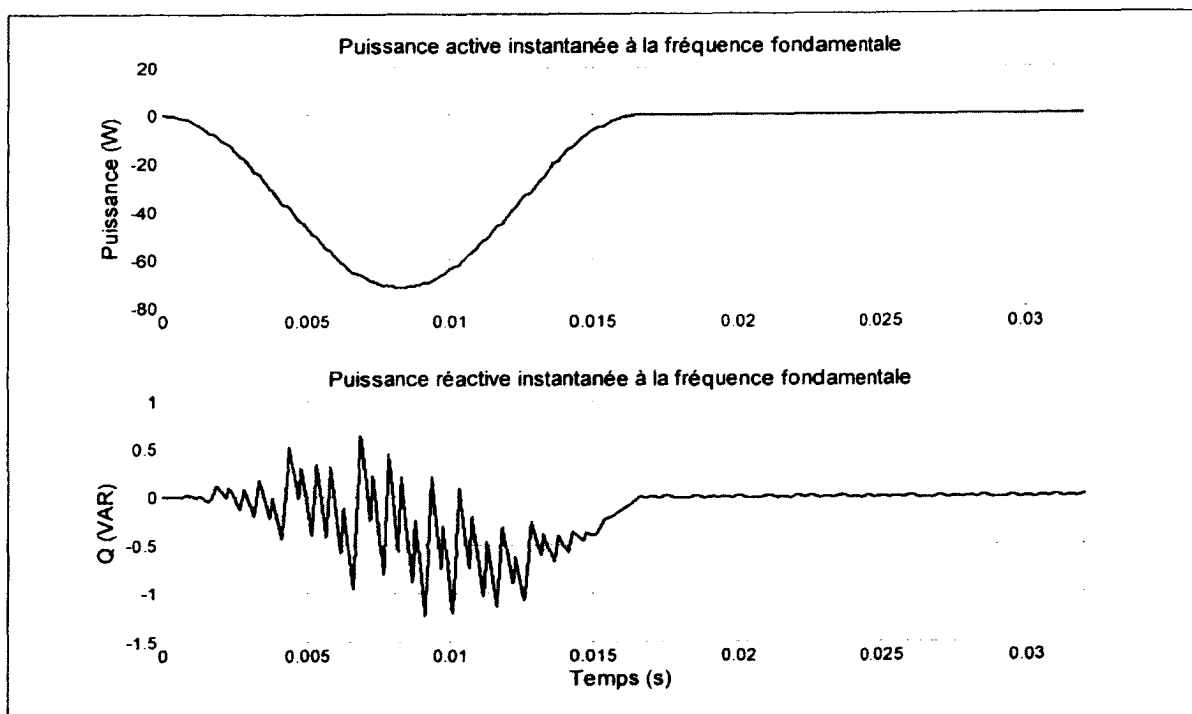


Figure 7.24 Puissance active et réactive instantanées à la fréquence fondamentale.

7.5 Résultats expérimentaux

Le compensateur inventé a été inséré au niveau du moteur et son fonctionnement a été validé aussi bien à vide qu'en charge lorsqu'un câble long de 200 pi est utilisé.

Des diodes ultra-rapides, de type IXYS DSEP 30-06A 240G, ont été utilisées. Ces diodes ultra-rapides sont caractérisées par un temps de recouvrement de moins que 30 ns. Les mêmes valeurs des composants considérées en simulation ont été utilisées en expérimentation, à savoir: Un condensateur de 2300 μ F, 450 VDC et deux résistances de valeurs égale à l'impédance caractéristique du câble $R_1 = R_2 = 80 \Omega$. En plus de ces composants, le compensateur comporte un radiateur en aluminium sur lequel sont posées les diodes, ainsi que 4 bornes de raccordement et des points de mesure. Le système peut aussi être doté de dispositifs de protection et éventuellement d'un système à ventilation forcée.

La tension entre phase et le courant de phase obtenus expérimentalement, dans le cas d'un câble de 200pi, sont présentés sur la figure 7.25. La figure 7.25(a) se rapporte au cas sans protection; la figure 7.25 (b) se rapporte au cas où le prototype de protection réalisé est utilisé. On constate qu'en mettant en place le compensateur aux bornes du moteur, il n'y a plus de surtensions significatives et qu'il y a eu également une amélioration de la forme du courant de ligne comparativement avec les formes d'ondes obtenues sans aucune protection. Ainsi, et en plus de l'écrtage de la tension aux bornes du moteur, le compensateur permet de limiter le courant parasite en MD dû à la réflexion d'onde.

La figure 7.26 présente la tension aux bornes du condensateur v_C et du courant i_C qui le traverse. Ainsi, la tension n'est que de 140 V, donc inférieure à la tension du lien cc qui est de 300V. La forme d'onde du courant montre que le condensateur se charge et se décharge (dans la résistance R_1) à la fréquence de commutation de l'onduleur.

La figure 7.27 présente les formes d'onde de la tension aux bornes de la résistance R_2 (v_{R2}) et du courant qui la traverse i_{R2} . On peut constater que ces résultats sont comparables à ceux obtenus par simulation (figure 7.23).

La figure 7.28 présente le comportement du condensateur pendant une transition de la tension entre phase. Notons la concordance entre les résultats de cette figure et les résultats de simulation des la figures 7.21.

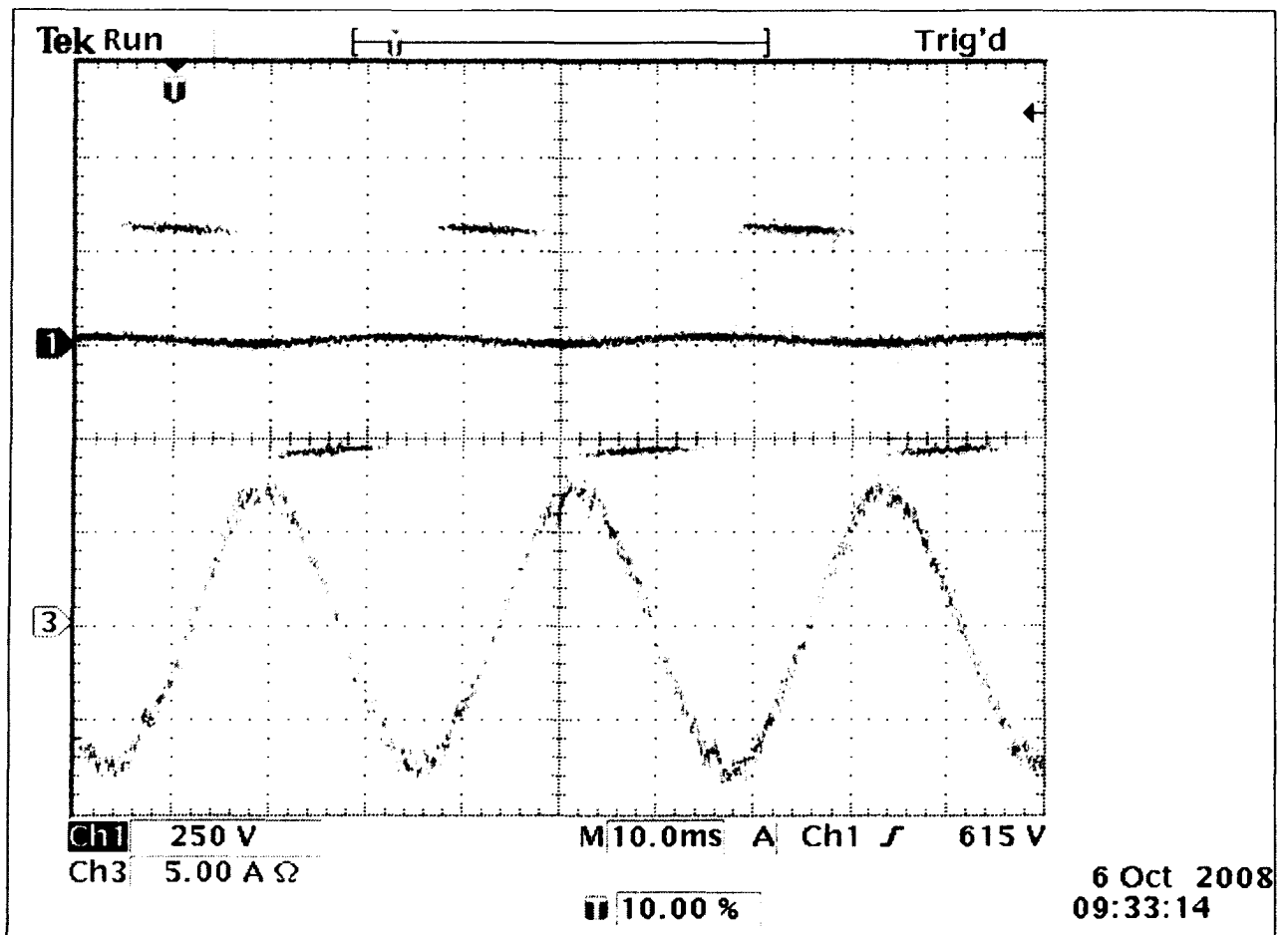


Figure 7.25(a) Tension entre phase aux bornes du moteur v_{RS} et courant de ligne i_R (sans compensateur).

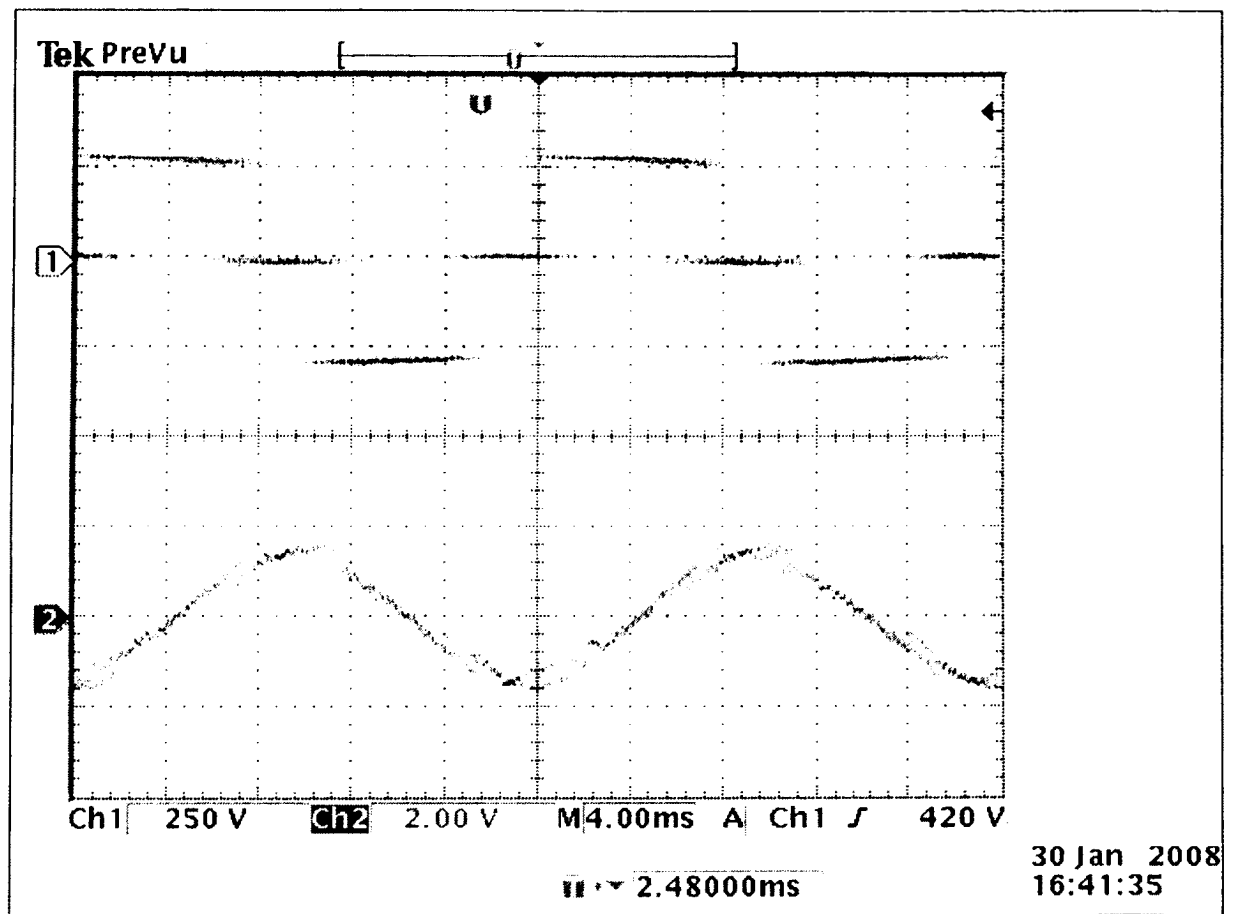


Figure 7. 25 (b) Tension entre phase aux bornes du moteur v_{RS} et courant de ligne i_R (avec compensateur).

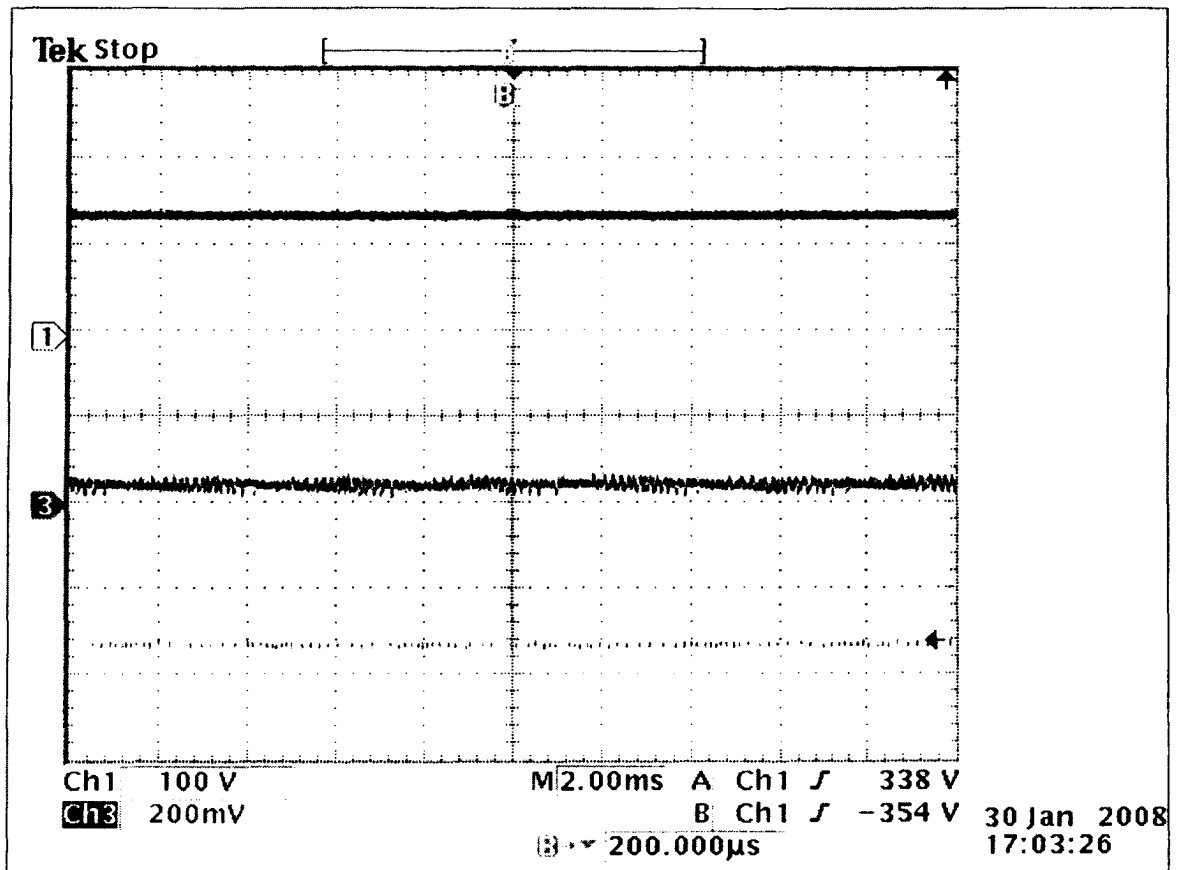


Figure 7.26 Tension et courant relatifs au condensateur.

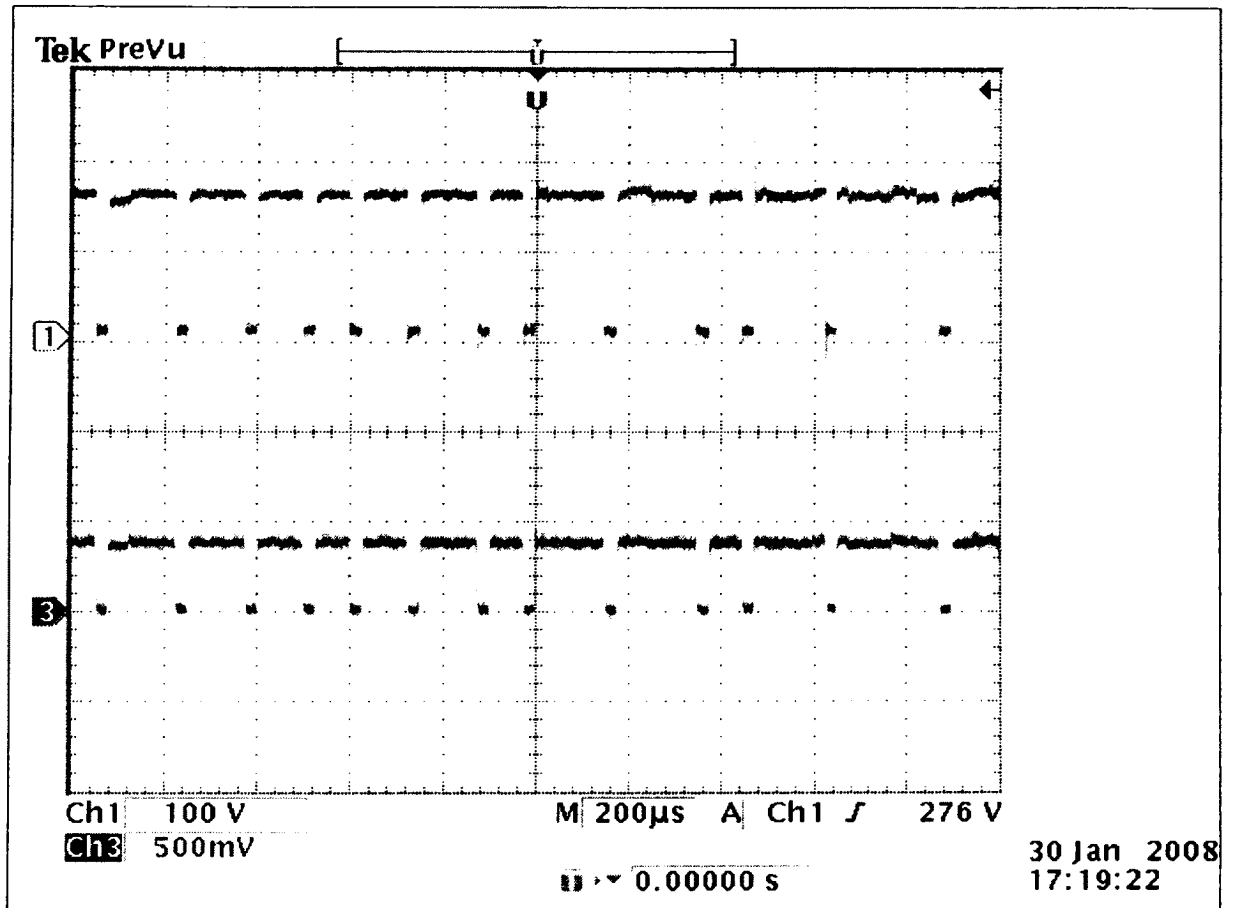


Figure 7.27 Tension et courant relatifs à la résistance R_2 , v_{R2} , i_{R2} (2.5A/div).

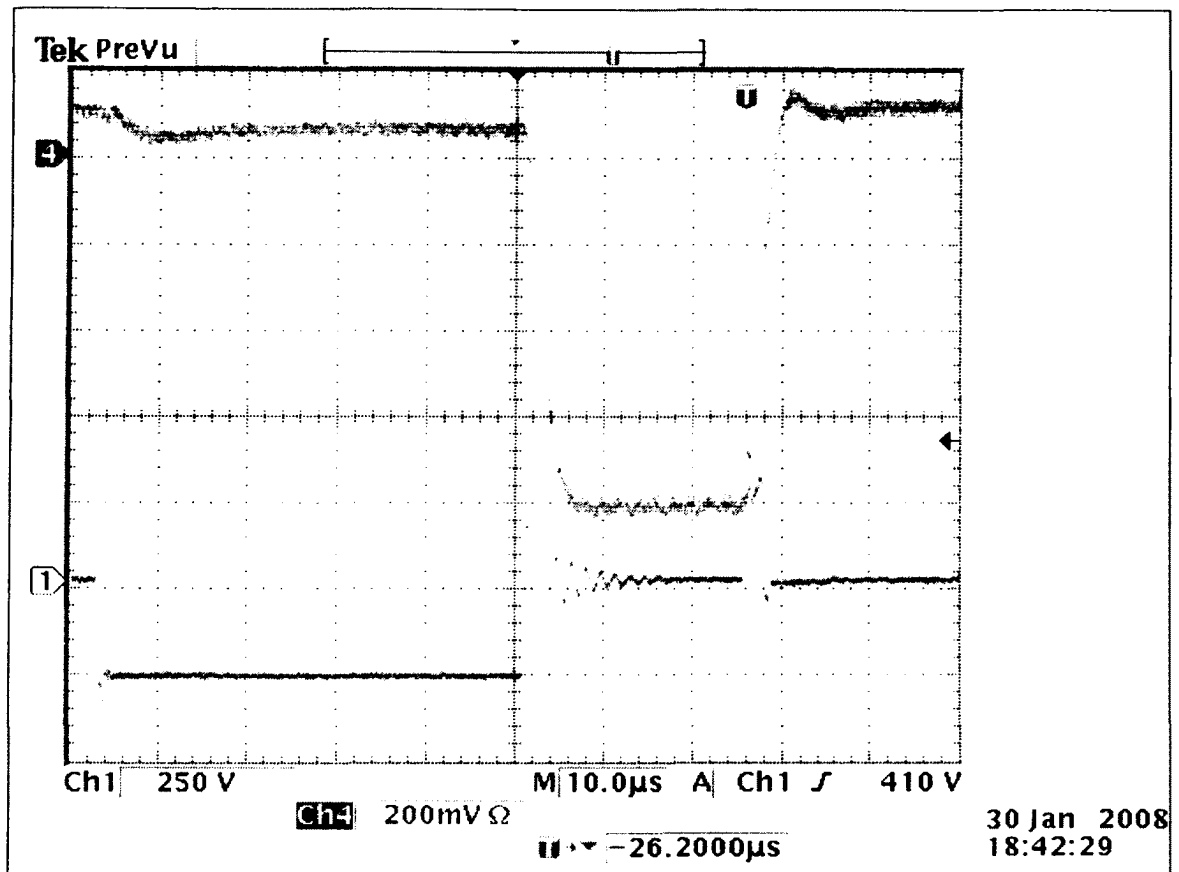


Figure 7.28 Tension entre phase v_{RS} et courant dans le condensateur i_C .

7.6 Conclusion

- Une solution de protection préventive a été proposée: elle consiste à procéder à la coordination entre les caractéristiques de l'onduleur, celles du moteur et celles du câble, en tenant compte de la classe d'isolation du moteur. Les outils de simulation proposés permettent de procéder à cette coordination lors de la conception ou l'installation.

- Des solutions de protection passives ont également été proposées. Elles se présentent toutes sous formes de simples convertisseurs à base de diodes ultra-rapides et d'un (ou deux) circuit(s) RC, permettant d'éliminer et de limiter les risques de surtension aux bornes du moteur et les courants parasites en MD qui leur sont associés.

- Les outils de simulations développés ont permis de vérifier le fonctionnement de chacune des solutions proposées.

- Un prototype a été réalisé et validé expérimentalement. Plusieurs problèmes sont alors résolus à la fois par cette invention:

- 1- Éliminer le problème des surtensions dues à la longueur du câble reliant le moteur à l'onduleur, dans un système d'entraînement à commande PWM
- 2- Minimiser par conséquent le problème de la tension de l'arbre du moteur et la dégradation des roulements qui en découle.
- 3- Limiter les courants parasites en MD, dûs à la réflexion d'onde
- 4- Le filtrage des courants absorbés par le moteur
- 5- Minimiser les interférences électromagnétiques de type conduites et rayonnées, émises par les systèmes d'entraînement à commande PWM, utilisant des câbles longs.

- Le compensateur passif proposé présente l'avantage d'être d'une topologie très simple. Par ailleurs, il présente moins de pertes par rapport aux solutions existantes et surtout une dissipation nulle à la fréquence fondamentale. Enfin, il est moins encombrant et moins coûteux par rapport aux solutions en vigueur.

- Tenant compte de son impact industriel potentiel, ainsi que sa simplicité, cette solution a fait l'objet d'une demande de brevetabilité, sous le titre: "*Compensateur passif des surtensions causées par la longueur de câble dans un système d'entraînement électrique à commande par modulation de largeur d'impulsion PWM*".

CHAPITRE 8

UNE DEUXIÈME INVENTION : COMPENSATEUR ACTIF DES SURTENSIONS (BRÈVE PRÉSENTATION)

À l'issue de cette recherche on a également abouti à un deuxième nouveau compensateur des surtensions haute fréquence, qualifié d'être un compensateur cette fois actif, puisqu'il s'agit d'un système impliquant des interrupteurs statiques. Ce système est basé sur la théorie des ondes mobiles traitée dans les chapitres 3 et 4. Ce compensateur constitue une solution majeure à l'élimination des risques de surtension tout au long du câble. Avec une telle protection, l'isolation à la fois du câble et celle du moteur sont protégées. Par ailleurs, les IEM de MC et MD sont minimisées. On se contentera ci-après de donner le principe théorique de l'approche adoptée dans cette deuxième invention. Par contre, on présentera les résultats pratiques de validation, obtenus en utilisant une commande de type pleine onde qu'on a appliquée à un système d'entraînement semblable à celui expérimenté au chapitre précédent.

8.1 Approche proposée

Pour illustrer le principe de notre méthode, considérons le schéma de la figure 8.1. Une source de tension $v_s = 1$ p.u. (échelon) dont l'impédance est nulle ($Z_s = 0$) alimente une charge de forte impédance ($Z_R = \infty$), à travers un câble de longueur ℓ , d'impédance caractéristique Z_C et dont le temps de propagation est désigné par τ .

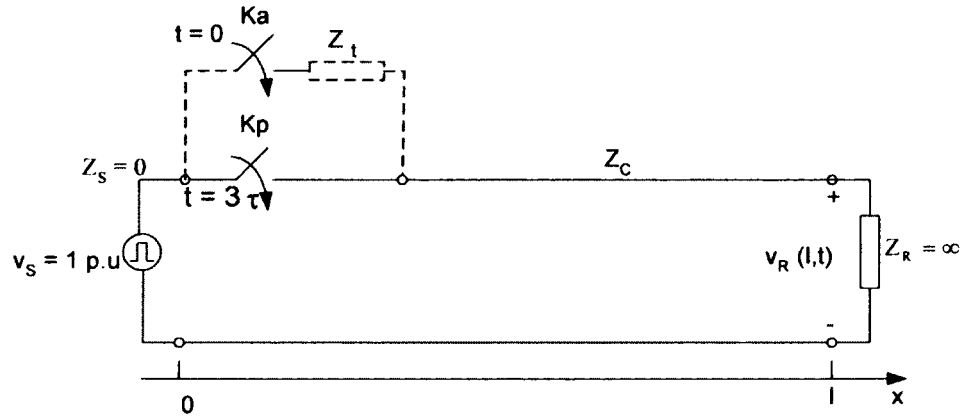


Figure 8. 1 Schéma de principe

Pour éliminer les surtensions dues à la longueur du câble, on se propose à ce qu'on insère d'abord, à la sortie de la source, une impédance transitoire $Z_t = Z_c$ pendant une courte durée égale à ξ avant d'interconnecter directement la source à la charge. Comme illustré, on utilisera un interrupteurs auxiliaire K_a et un interrupteur principal K_p et on procède comme suit:

- À $t = 0$, on ferme l'interrupteur auxiliaire K_a
- À $t = \xi$, on ferme l'interrupteur principal K_p , puis on ouvre l'interrupteur K_a .

Ainsi, pour $0 < t < \tau$, les coefficients de réflexion K_S au niveau de la source et K_R au niveau de la charge sont donnés respectivement par les expressions (8.1) et (8.2).

$$K_S = \frac{Z_t - Z_c}{Z_t + Z_c} = 0 \quad (8.1)$$

$$K_R = \frac{Z_R - Z_c}{Z_R + Z_c} = 1 \quad (8.2)$$

Nous nous référons au chapitre 3 pour rappeler que l'expression de la tension en tout point du câble situé à la distance x de la source, qu'on a développée dans le domaine fréquentiel, est donnée par (8.3). En remplaçant K_S et K_R par leur valeur, on déduit l'expression (8.4). Par transformée inverse de Laplace, et en remplaçant x par ℓ , on déduit l'expression de la tension en fonction du temps, aux bornes de la charge, donnée par (8.5). Ceci implique que la

tension $v_S(t)$ à la sortie de la source arrive intacte aux bornes de la charge avec un retard de τ .

$$V(x, s) = V_S(s) \frac{Z_C}{Z_t + Z_C} \left[\frac{e^{-s \frac{x}{v}} + K_R e^{s \left(\frac{x}{v} - 2\tau \right)}}{1 - K_R K_S e^{-2s\tau}} \right] \quad (8.3)$$

$$V(x, s) = V_S(s) \frac{Z_C}{Z_t + Z_C} \left(e^{-s \frac{x}{v}} + e^{s \left(\frac{x}{v} - 2\tau \right)} \right) \quad (8.4)$$

$$V(\ell, t) = \frac{2 Z_C}{Z_t + Z_C} v_S(t - \tau) u(t - \tau) = v_S(t - \tau) u(t - \tau) \quad (8.5)$$

Notons que ce résultat peut aussi être obtenu par la méthode de Bewley, lorsque la tension à la source est un échelon. En effet, pour $0 < t < \tau$, la première onde incidente V_1 à la charge est égale à 0.5 p.u, puisque $Z_t = Z_C$, comme indiqué par les identités (8.6).

$$V_1 = \frac{Z_C}{Z_t + Z_C} = \frac{Z_C}{2 Z_C} = \frac{1}{2} \text{ p.u} \quad (8.6)$$

Tenant compte des coefficients de réflexion $K_S = 0$ et $K_R = 1$, on peut tracer le diagramme de Bewley comme indiqué sur la figure 8.2. On en déduit la tension aux bornes de la charge $v_R(\ell, t)$, comme indiqué sur la figure 8.3. On conclut donc qu'on n'a plus de surtension ni d'oscillation de tension aux bornes de la charge.

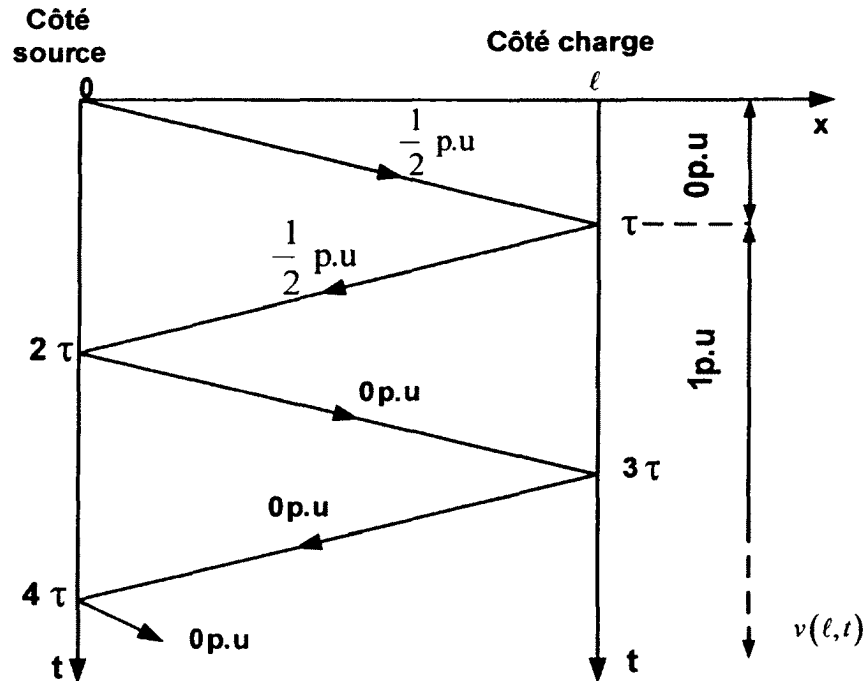


Figure 8. 2 Diagramme de Bewley

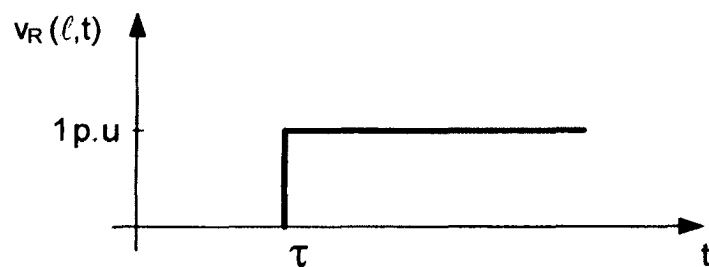


Figure 8. 3 Tension aux bornes de la charge avec protection

8.2 Résultats expérimentaux

Ce principe a été appliqué sur les trois phases d'un système d'entraînement semblable à celui expérimenté. Le compensateur est réalisé à base de trois transistors IGBT bidirectionnels en courant et de trois réactances de valeur égale à l'impédance caractéristique du câble (80Ω). On a réalisé une commande analogique de type 180° pour les IGBT principaux de l'onduleur. On a également réalisé un autocontrôle des IGBT auxiliaires du compensateur actif, par une commande également analogique synchronisée sur la commande de l'onduleur. Les résultats

expérimentaux obtenus valident l'approche proposée lorsqu'une tension réduite est utilisée, comme montré sur les figures suivantes :

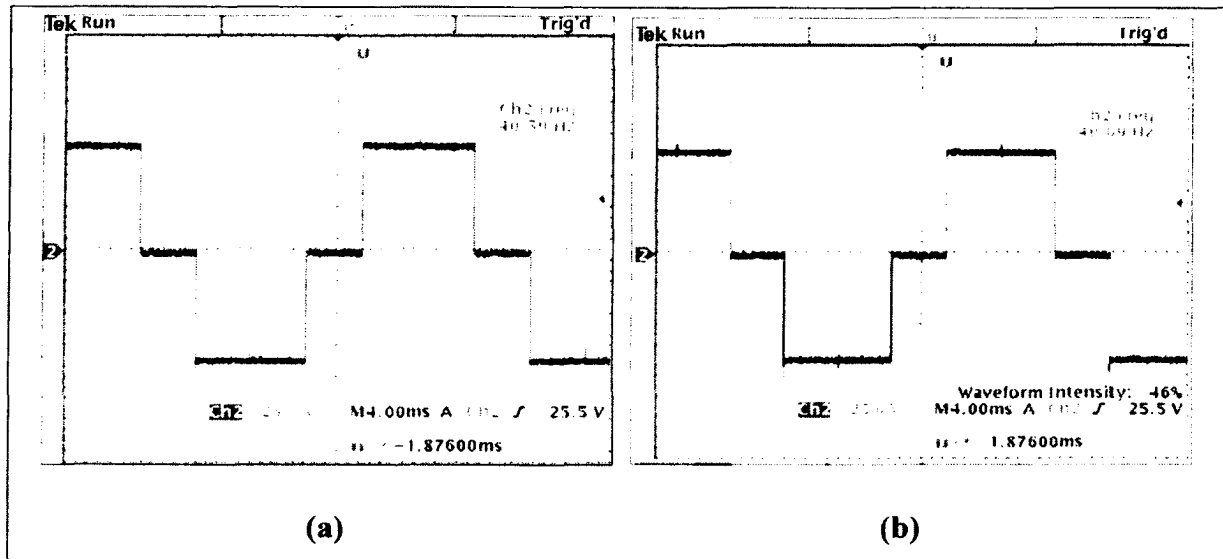


Figure 8. 4 Commande pleine onde , câble de 40 pi : (a)Tension à la sortie de l'onduleur, (b) Tension aux bornes du moteur sans compensateur

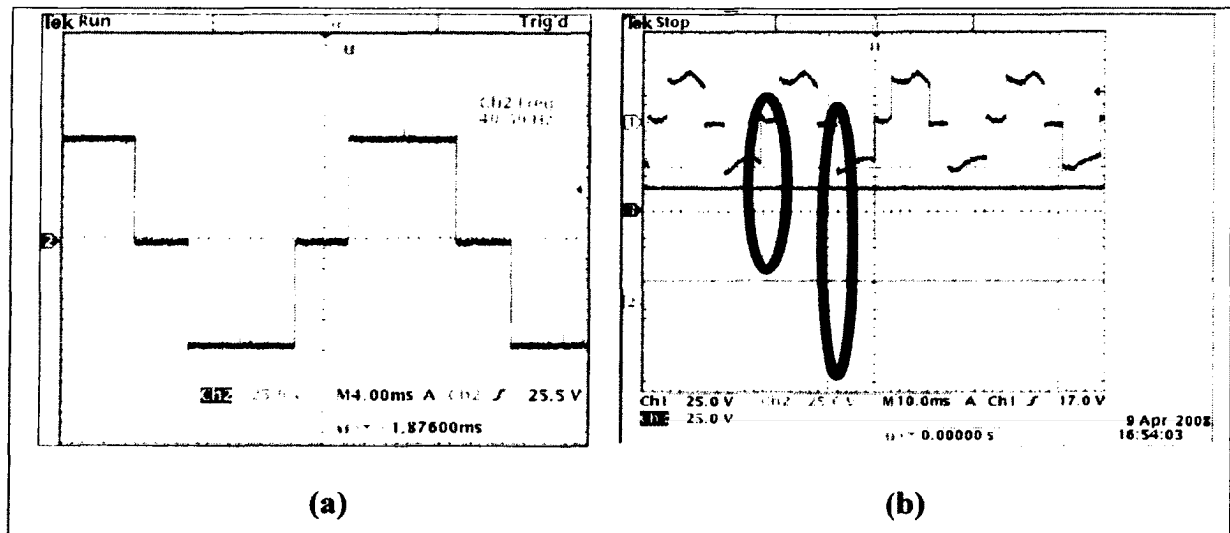


Figure 8. 5 Commande pleine onde, câble de 40 pi: (a) Tension à la sortie de l'onduleur, (b) La commande des IGBT auxiliaires et tension aux bornes du moteur

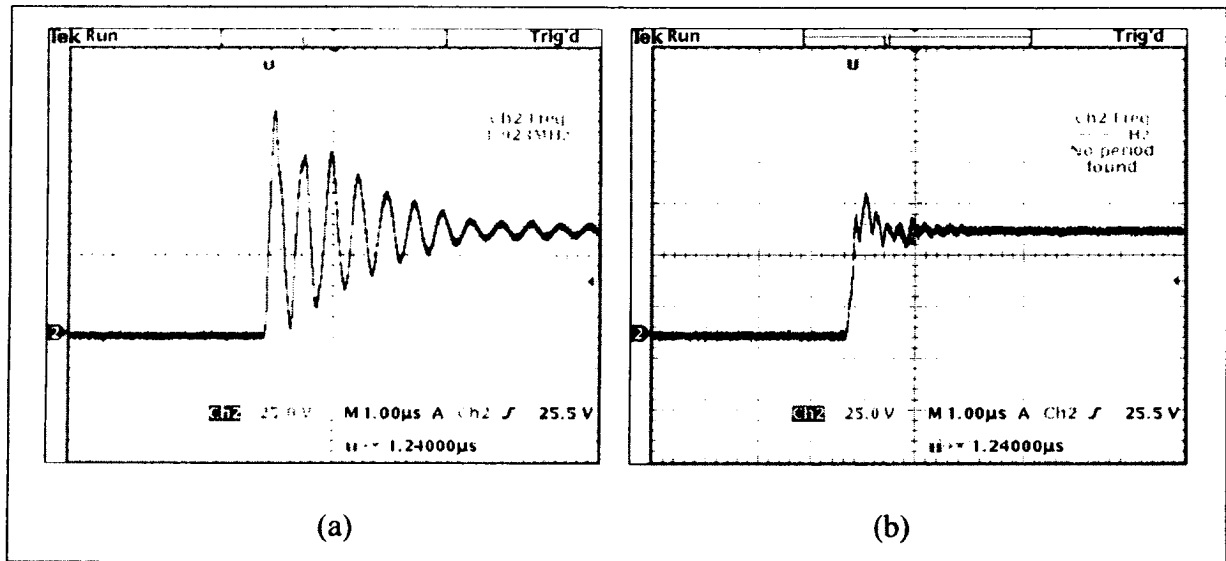


Figure 8. 6 Tension aux bornes du moteur, câble de 200 pi: (a) sans protection, (b) avec protection

CONCLUSION

Des techniques d'analyse des effets de la longueur du câble et de la commutation rapide dans les systèmes d'entraînement électriques ont été développées. Les techniques proposées ont été supportées par des développements théoriques avancés, des simulations et par des validations expérimentales effectuées sur un prototype industriel de puissance 5 kVA.

Elles comprennent de nouvelles expressions mathématiques et méthodes de calcul direct des ondes réfléchies aussi bien de tension que de courant. Des outils de simulations ont été également développés et validés expérimentation. Ces outils sont précis et adaptés à l'analyse du problème des surtensions et de courants parasites en MD, avec une large variation des différents paramètres du système.

Les outils proposés peuvent être utilisés pour évaluer le risque de détérioration de l'isolation à la fois du câble et du moteur. Par ailleurs, ils peuvent servir à mettre de l'avant des recommandations sur la façon de concevoir et d'installer correctement des systèmes d'entraînement pour protéger à la fois le moteur (et le câble) contre les problèmes de surtensions, les gradients élevés de tension dv/dt et éventuellement les courants parasites en mode différentiel.

En d'autres termes, ils pourront être utilisés pour la coordination entre l'onduleur, le moteur et la longueur et le type du câble. Ils permettent aussi de tenir compte de tous les paramètres de la MLI utilisée, notamment: le type de modulation, la fréquence de celle-ci, son indice de modulation ainsi que les amplitudes du signal porteur et de celui de la modulation. Cette coordination doit être effectuée lors même de la conception du système. Elle permettra de limiter les risques de surtension et constituera une prévention primordiale contre les surtensions. Cette prévention est considérée rentable économiquement puisqu'elle permet d'optimiser les coûts d'exploitation et de renoncer à des protections par filtres passifs, souvent coûteux et encombrants.

Par ailleurs, les techniques proposées peuvent éventuellement être combinées à d'autres techniques existantes dans le but d'analyser le degré de gravité des IEM de types conduites et rayonnées, sachant que celui-ci augmente avec l'effet de la longueur du câble et des commutations rapides des IGBT.

Ces techniques peuvent également trouver des applications dans la conception et dans l'élaboration des directives et des normes régissant les surtensions et leurs courants associés dans des moteurs alimentés par des convertisseurs ainsi que les IEM qui en découlent.

Des approches de protection passives ont également été proposées. Elles se présentent toutes sous formes de simples convertisseurs à base de diodes ultra-rapides et d'un (ou deux) circuit(s) RC, permettant d'éliminer et de limiter les risques de surtension aux bornes du moteur et les courants parasites en MD qui leur sont associés. Les outils de simulations développés ont permis de vérifier le fonctionnement de chacune des solutions proposées.

Un prototype intitulé "Compensateur passif" a été réalisé et validé expérimentalement. Plusieurs problèmes sont alors résolus à la fois par cette invention:

- Elle élimine le problème des surtensions dues à la longueur du câble reliant le moteur à l'onduleur, dans un système d'entraînement à commande PWM
- Elle minimise par conséquent le problème de la tension de l'arbre du moteur et la dégradation des roulements qui en découle.
- Elle limite les courants parasites en MD, dus à la réflexion d'onde
- Elle assure le filtrage des courants absorbés par le moteur
- Elle minimise les interférences électromagnétiques de type conduites et rayonnées, émises par les systèmes d'entraînement à commande PWM, utilisant des câbles longs.

Le compensateur proposé présente l'avantage d'être d'une topologie très simple. Par ailleurs, il présente moins de pertes par rapport aux solutions existantes et surtout une dissipation nulle à la fréquence fondamentale. Enfin, il est moins encombrant et moins coûteux par rapport aux solutions en vigueur.

Tenant compte de son impact industriel potentiel, ainsi que sa simplicité, cette solution a fait l'objet d'une demande de brevetabilité, sous le titre: «*Compensateur passif des surtensions causées par la longueur de câble dans un système d'entraînement électrique à commande par modulation de largeur d'impulsion PWM*».

Comme deuxième invention, cette thèse propose une solution de protection active, impliquant des interrupteurs rapides bidirectionnels en courant. Cette solution permet l'élimination des surtensions le long du câble reliant le moteur à l'onduleur. L'approche proposée peut être réalisée avec plusieurs topologies possibles. Le prototype réalisé utilise une de ces topologies qui feront probablement objet de futures publications.

RECOMMANDATIONS

On recommande, dans un premier temps, de résoudre le problème à la source. Pour ceci, la thèse propose des approches de coordination entre les caractéristiques du moteur, du câble et de l'onduleur qui peuvent être appliquées, lors de la conception. Par ailleurs, elle donne les outils de simulation nécessaires à cette coordination.

On recommande aussi de tenir compte de l'effet de la nature de la commande sur l'apparition de surtensions singulières supérieures à 2 p.u. Il est nécessaire d'adopter des stratégies de commande respectant les largeurs des impulsions et les distances entre impulsions successives, tenant compte du temps de propagation du câble.

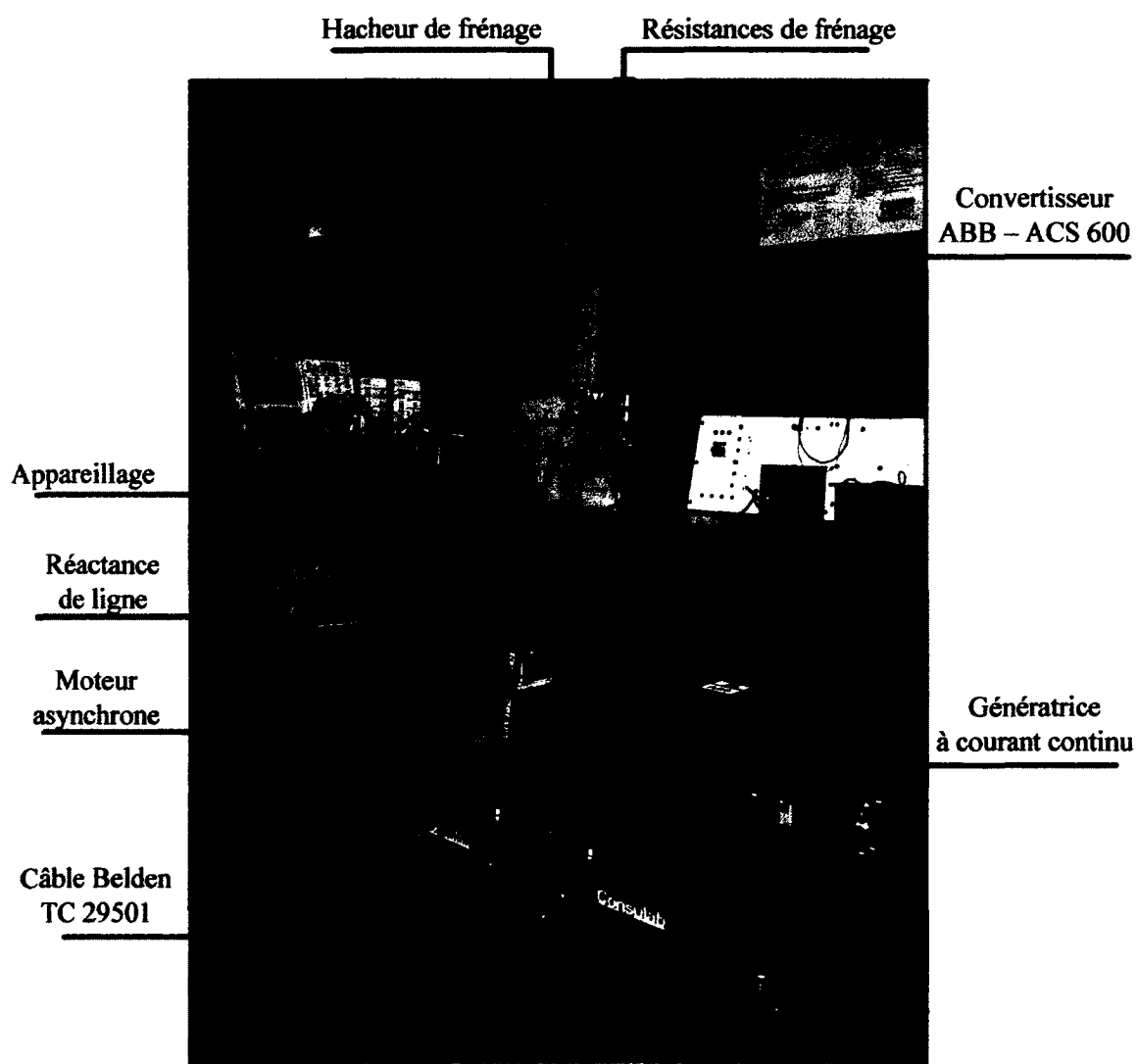
Mis à part ces actions préventives, on recommande que pour des entraînements à tension cc inférieure à 500 V, il est nécessaire que le système d'isolation du moteur fournisse une durée de vie satisfaisante. Une telle isolation dispense de l'utilisation d'une protection supplémentaire à moins que le moteur soit soumis à des tensions de crête supérieures à 2 p.u.

Pour les systèmes soumis à des surtensions dépassant 2 p.u ou les systèmes dont le lien cc est à une tension égale ou supérieure à 500 V, alimentés par un onduleur à commutation rapide (IGBT), une des solutions de protection existantes doit être exigée. Le compensateur passif proposé dans cette thèse, constitue une alternative avantageuse comparativement aux solutions en vigueur.

ANNEXE I

BANC D'ESSAI

On présente ci-après le banc d'essai relatif au système expérimenté. Notons que lors les essais de validation, le câble est allongé contrairement à ce qui est indiqué sur la photo.



Banc d'essai

ANNEXE II

DÉSIGNATIONS RELATIVES AU SYSTÈME ASD-MOTOR EXPÉRIMENTÉ

➤ Marque : L'ensemble du système est de marque ABB, type ACS 600

➤ Plaque signalétique du variateur de vitesse:

U1	3PH 208-240 VAC	U2	3PH 0-U1
I_{1n} / I_{1hd}	17 / 12 A	I_{2n} / I_{2hd}	18/15 A
I_1	48 - 63 H	I_2	0 – 300Hz

➤ Plaque signalétique du moteur :

V	HZ	tr/min	hp	A	3PH 0-U1
380 Y	60	1730	3.3	5.6	18/15 A
220 D	60	1730	3.3	9.7	0 – 300Hz

➤ Désignations du câble utilisé:

Belden 1000 V UL, 29501

Flexible Motor Supply Cable

600V UL 1277 Type TC

1000V CSA AWM I/II A/B FT4

Open Wiring per NEC Article 340 90°C Wet/Dry



ANNEXE III
SPÉCIFICATIONS DU CÂBLE UTILISÉ

Source : http://gamma.octopart.com/Belden_29501_010250.pdf

Detailed Specifications & Technical Data

BELDEN

29501 Non-Paired - 1000V UL Flexible Motor Supply Cable

 	<p>For more information please call 1-800-Belden1</p> <p><u>See Put-ups and Colors</u></p> <p>Related Documents : ICEA Method 4.pdf</p>
--	--

Description:

4-cond. (3) stranded tinned copper circuit conductors plus(1) ground wire with PVC insulation, XLPE insulation, overall Duofoil® (100% coverage) plus a tinned copper braid shield (85% coverage) , tinned copper drain wire, sun- & oil-resistant PVC jacket.

SUITABLE APPLICATIONS:

Suitable Applications

AC Motor Drives, VFD, Variable Frequency Drive

PHYSICAL CHARACTERISTICS:

CONDUCTOR:

Number of Conductors	3
Total Number of Conductors	3
AWG	14
Stranding	41x30
Conductor Material	TC - Tinned Copper

GROUND WIRE:

Ground Wire (Y/N)	Y
Ground Wire AWG	14
Ground Wire Stranding	41x30
Ground Wire Conductor Material	TC - Tinned Copper
Ground Wire Insulation Material	PVC - Polyvinyl Chloride

INSULATION:

Insulation Material	XLPE - Cross Linked Polyethylene
Nom. Insulation Wall Thickness	.045 in.
Insulation Resistance	300 Megaohms/1000 ft.

Insulation Color Code Chart :

Number	Color	Number	Color
1	Black #1	3	Black #3
2	Black #2	4	Green/Yellow

OUTER SHIELD:

Outer Shield Material Trade Name

Duofoil®

Detailed Specifications & Technical Data

BELDEN
A Belden Company

29501 Non-Paired - 1000V UL Flexible Motor Supply Cable

Outer Shield Type

Tape/Braid

Outer Shield Material :

Layer Number	Material Trade Name	Type	Material	% Coverage (%)
1	Duofoil®	Tape	Aluminum Foil-Polyester Tape	100
2		Braid	TC - Tinned Copper	85

Outer Shield %Coverage

100 %

Outer Shield Drain Wire AWG

14

Outer Shield Drain Wire Stranding

41x30

Outer Shield Drain Wire Conductor Material

TC - Tinned Copper

OUTER JACKET:

Outer Jacket Material

PVC - Polyvinyl Chloride

OVERALL NOMINAL DIAMETER:

Overall Nominal Diameter

.60 in.

MECHANICAL CHARACTERISTICS:

Operating Temperature Range

-40°C To +90°C Dry, +90°C Wet

UL Temperature Rating

90°C Wet/Dry

Bulk Cable Weight

190 lbs/1000 ft.

Max. Recommended Pulling Tension

212 lbs.

Min. Bend Radius (Install)

4.8 in.

APPLICABLE SPECIFICATIONS AND AGENCY COMPLIANCE:

APPLICABLE STANDARDS:

NEC/(UL) Specification

TC-ER, XHHW-2, RHW-2 Singles

NEC Articles

336 - ER

CSA Specification

1000 V AWM I/II A/B

EU CE Mark (Y/N)

Yes

EU RoHS Compliant (Y/N)

Yes

EU RoHS Compliance Date (mm/dd/yyyy):

10/13/2005

FLAME TEST:

UL Flame Test

UL1685 UL Loading

CSA Flame Test

FT4

IEEE Flame Test

1202

SUITABILITY:

Suitability - Indoor

Yes

Suitability - Outdoor

Yes

Suitability - Burial

Yes

Sunlight Resistance

Yes

Oil Resistance

Yes

ANNEXE IV

DIODES UTILISÉES POUR LE COMPENSATEUR PASSIF PROPOSÉ

Source : <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/b/0dz1jf43oy0564kjt9oj9u1uzqcy.pdf>

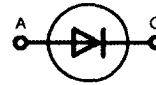
HiPerFRED™ Epitaxial Diode with soft recovery

$$I_{FAV} = 30 \text{ A}$$

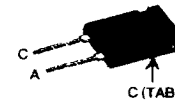
$$V_{RRM} = 600 \text{ V}$$

$$t_{rr} = 30/35 \text{ ns}$$

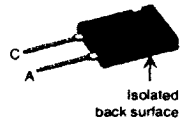
V_{RSM} V	V_{RRM} V	Type
600	600	DSEP 30-06A
600	600	DSEP 30-06B
600	600	DSEP 30-06BR



TO-247 AD
Version A



ISOPLUS 247™
Version BR



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}		70	A
I_{FAVM}	rect., d = 0.5; T_C (Vers. A) = 135°C T_C (Vers. B) = 125°C; T_C (Vers. BR) = 115°C	30	A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t_p = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	250	A
E_{AS}	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$; non-repetitive $I_{AS} = 1.3 \text{ A}$; $L = 180 \mu\text{H}$	0.2	mJ
I_{AR}	$V_A = 1.5 \cdot V_R$ typ.; $f = 10 \text{ kHz}$; repetitive	0.1	A
T_{VJ}		-55...+175	°C
T_{VJM}		175	°C
T_{slg}		-55...+150	°C
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$ (Vers. BR)	165 135	W W
M_d^*	mounting torque	0.8...1.2	Nm
F_c	mounting force with clip	20...120	N
V_{ISOL}^{**}	50/60 Hz, RMS, $t = 1 \text{ minute}$, leads-to-tab	2500	V~
Weight	typical	6	g

* Version A only. ** Version BR only

Symbol	Conditions	Characteristic max. Values		
		Vers. A	Vers. B	
I_R ①	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$	250 1	250 2	μA mA
V_F ②	$I_F = 30 \text{ A}$; $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	1.25 1.60	1.56 2.51	V V
R_{thJC}		0.9	0.9	K/W
R_{thJC}	Version BR		1.1	K/W
R_{thCH}	typ.	0.25	0.25	K/W
t_{rr} typ.	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	35	30	ns
I_{RM} typ.	$V_R = 100 \text{ V}$; $I_F = 50 \text{ A}$; $-di_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	6	4	A

Pulse test: ① Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle < 2.0 %

② Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle < 2.0 %

Data according to IEC 60747 and per diode unless otherwise specified.

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

© 2004 IXYS All rights reserved

Features

- International standard package
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0
- Version ..R isolated and UL registered E153432

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Antisaturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- Avalanche voltage rated for reliable operation
- Soft reverse recovery for low EMI/RFI
- Low I_{RM} reduces:
 - Power dissipation within the diode
 - Turn-on loss in the commutating switch

Dimensions see Outlines.pdf

ANNEXE V

DIODES TYPE CREE RECOMMANDÉES POUR LE COMPENSATEUR PROPOSÉ

Source: <http://www.cree.com/products/pdf/C2D10120.pdf>



C2D10120–Silicon Carbide Schottky Diode

ZERO RECOVERY® RECTIFIER

$$V_{RRM} = 1200 \text{ V}$$

$$I_F = 10 \text{ A}$$

$$Q_c = 61 \text{ nC}$$

Features

- 1200-Volt Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- Zero Forward Recovery Voltage
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching Behavior
- Extremely Fast Switching
- Positive Temperature Coefficient on V_f

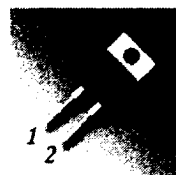
Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Power Factor Correction
- Motor Drives

Package



TO-220-2



Part Number	Package	Marking
C2D10120A	TO-220-2	C2D10120

Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V		
V_{RSM}	Surge Peak Reverse Voltage	1200	V		
V_{DC}	DC Blocking Voltage	1200	V		
$I_{F(AVG)}$	Average Forward Current	10 22	A	$T_C = 160^\circ\text{C}$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	
$I_{F(PEAK)}$	Peak Forward Current	25	A	$T_C = 125^\circ\text{C}$, $T_{REP} < 1 \text{ mS}$, Duty=0.5	
I_{FRM}	Repetitive Peak Forward Surge Current	50	A	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \text{ ms}$, Half Sine Wave	
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	250	A	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $t_p = 10 \mu\text{s}$, Pulse	
P_{TOT}	Power Dissipation	312 104	W	$T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	
T_J , T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +175	$^\circ\text{C}$		
	TO-220 Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 Screw 6-32 Screw	



Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_F	Forward Voltage	1.6 2.5	1.8 3.0	V	$I_F = 10\text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 10\text{ A}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$	
I_R	Reverse Current	10 20	200 1000	μA	$V_R = 1200\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 1200\text{ V}$ $T_J = 150^\circ\text{C}$	
Q_C	Total Capacitive Charge	61		nC	$V_R = 1200\text{ V}$, $I_F = 10\text{ A}$ $di/dt = 500\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	
C	Total Capacitance	1000 80 59		pF	$V_R = 0\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 200\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 400\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$	

Note:

1. This is a majority carrier diode, so there is no reverse recovery charge.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance from Junction to Case	0.48	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Typical Performance

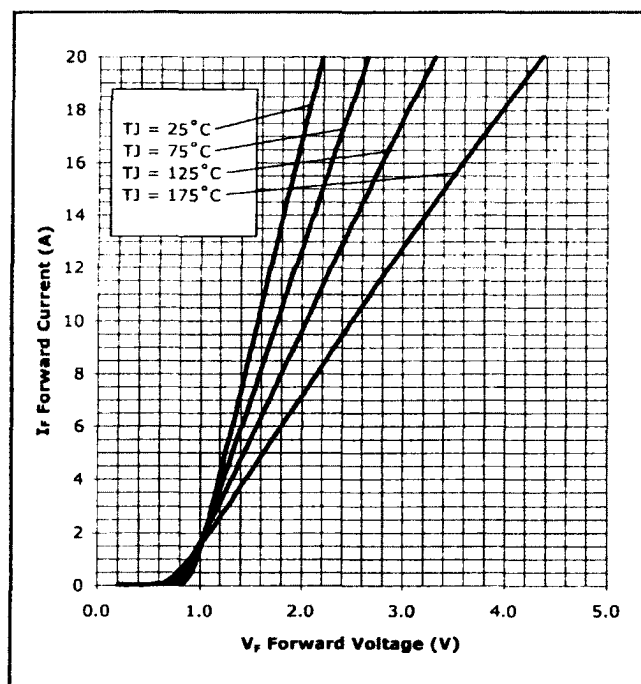


Figure 1. Forward Characteristics

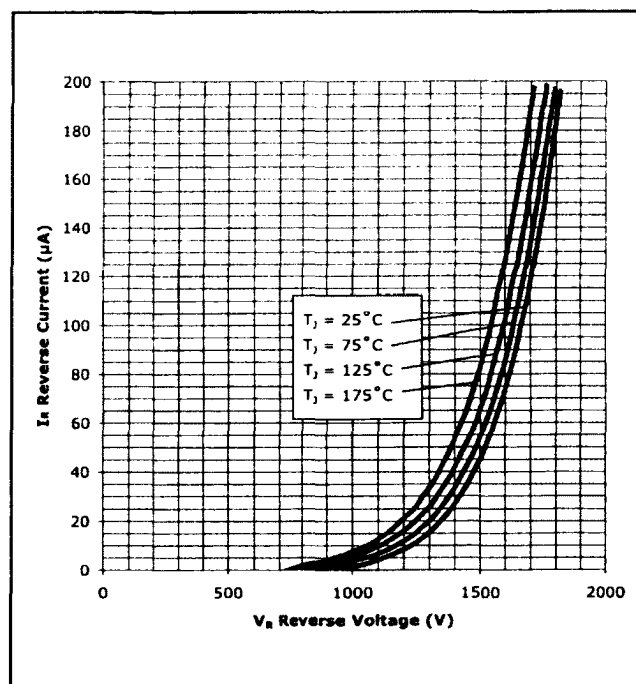


Figure 2. Reverse Characteristics

Typical Performance

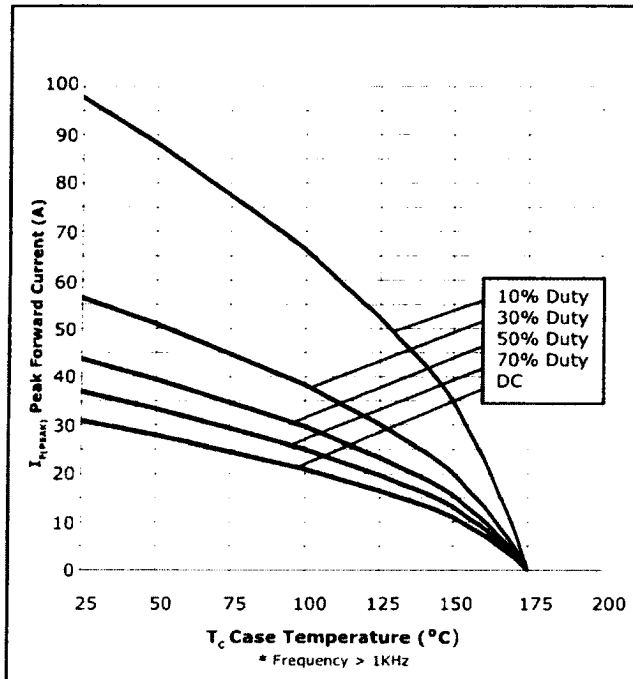


Figure 3. Current Derating

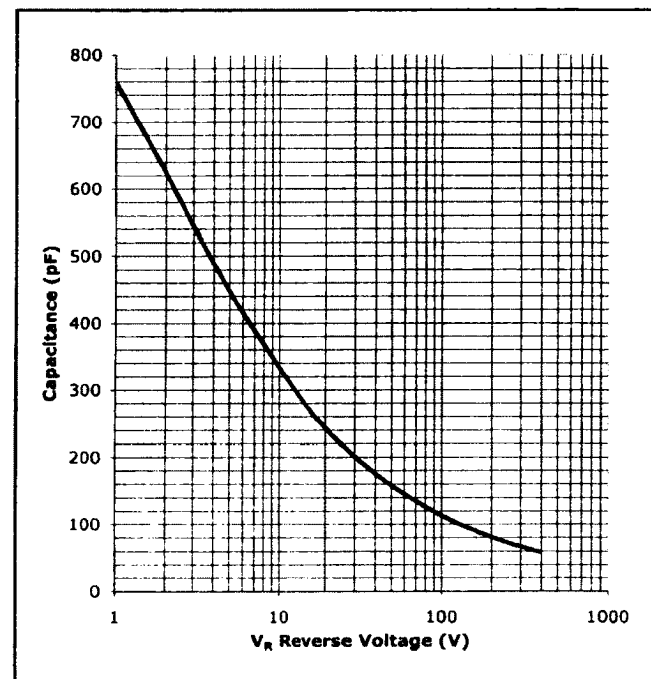


Figure 4. Capacitance vs. Reverse Voltage

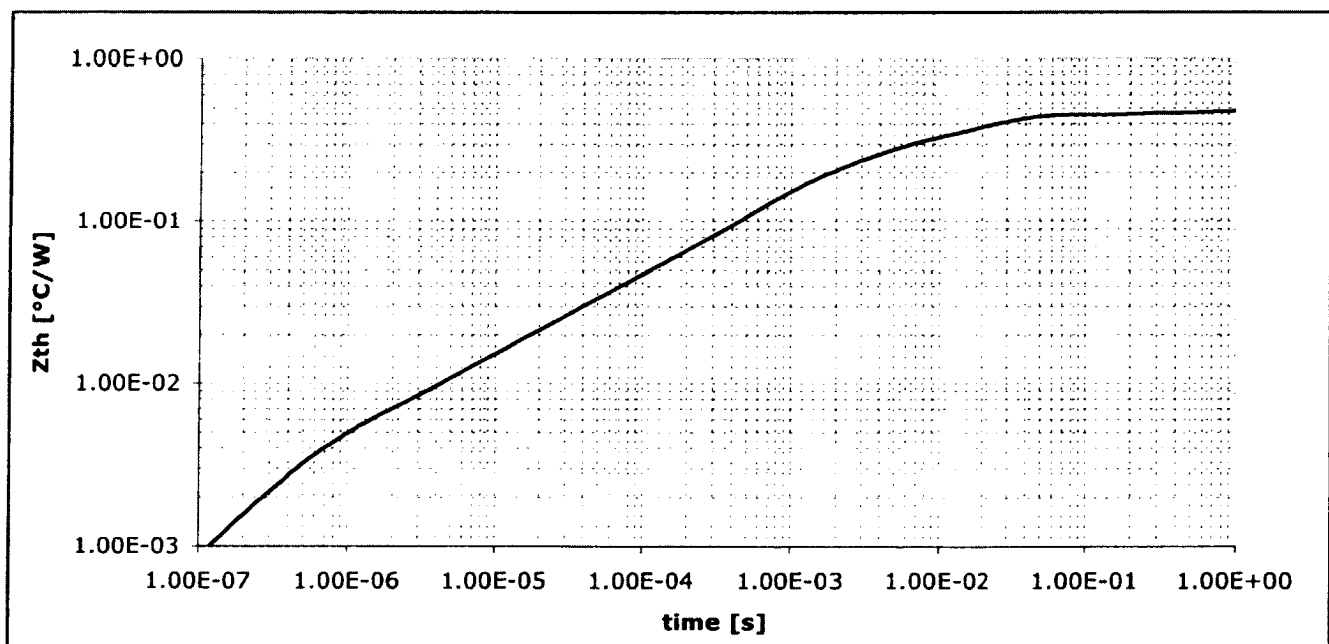
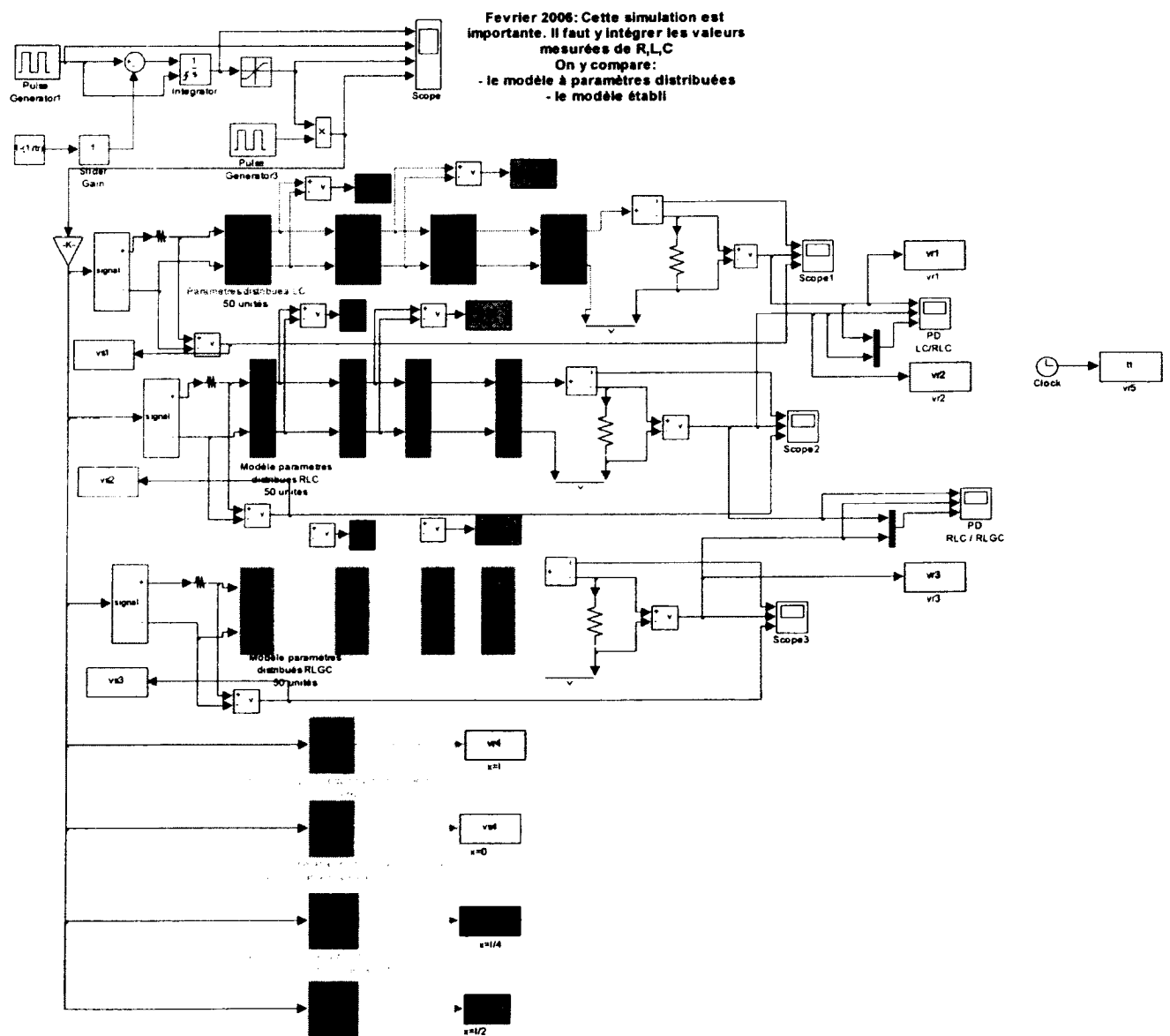


Figure 5. Transient Thermal Impedance

ANNEXE VI

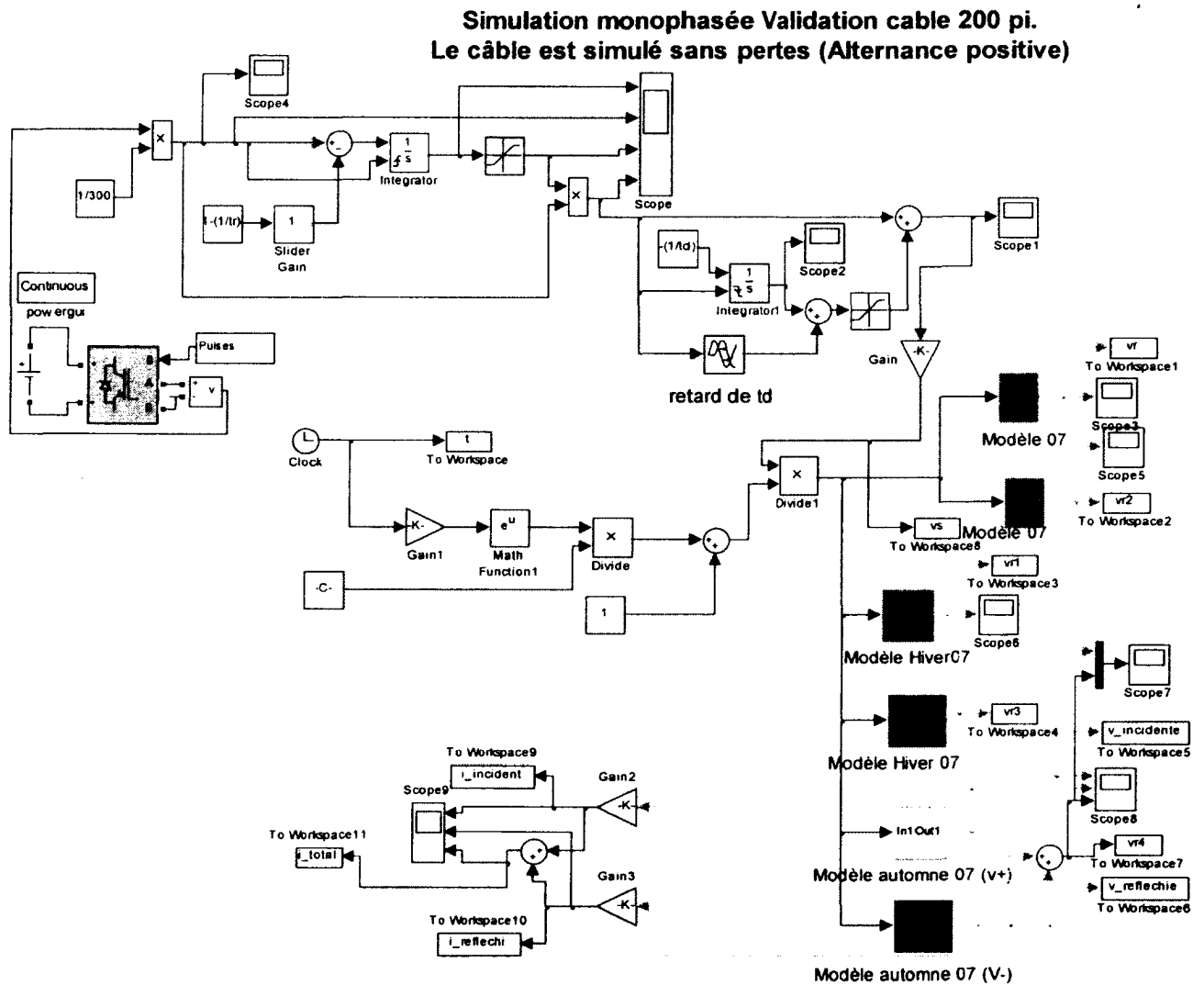
APERÇU SUR LE SCHÉMA DE SIMULATION RELATIF À LA COMPARAISON ENTRE LES MODÈLES DÉVELOPPÉS ET LES MODÈLES À PARAMÈTRES DISTRIBUÉS



ANNEXE VII

APPERÇU SUR LES OUTILS DE SIMULATION DÉVELOPPÉS (A)

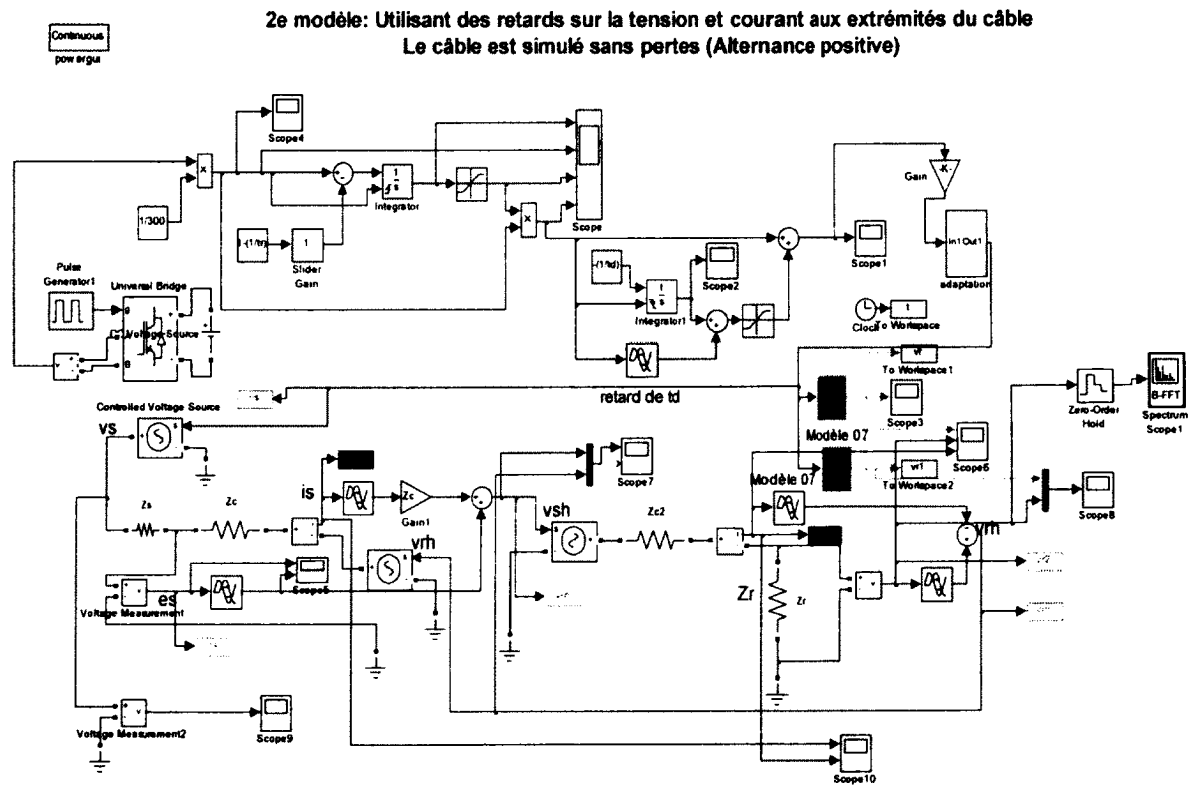
PREMIÈRE APPROCHE : OUTILS BASÉ SUR LES EXPRESSIONS MATHÉMATIQUES



ANNEXE VIII

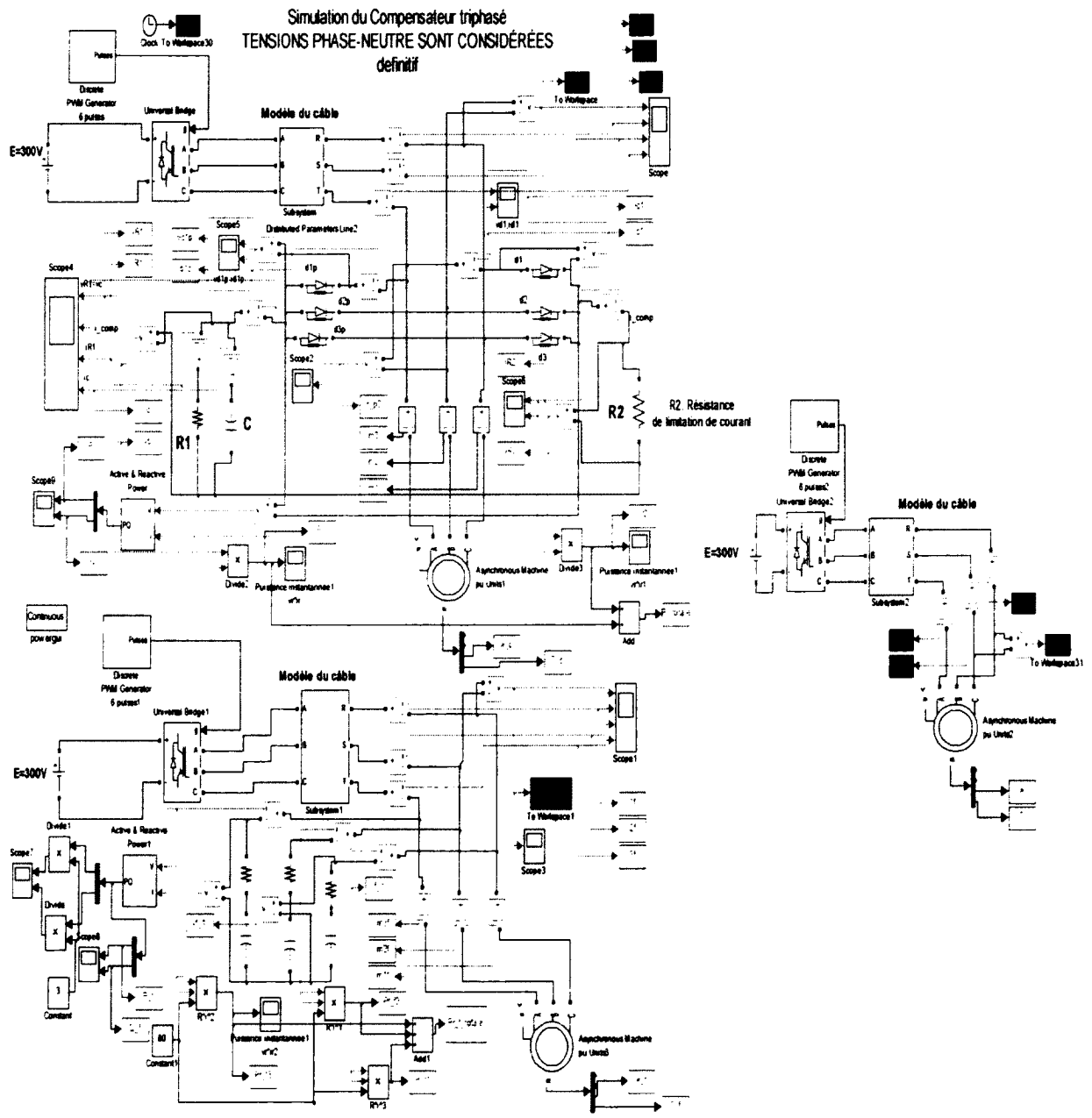
APPERÇU SUR LES OUTILS DE SIMULATION DÉVELOPPÉS (B)

DEUXIÈME APPROCHE : OUTIL BASÉ SUR LES ÉQUATIONS DE RETARD



ANNEXE IX

APPERÇU SUR LE SCHÉMA DE SIMULATION DU COMPENSATEUR PROPOSÉ



ANNEXE X

PROGRAMME DE LA COMMANDE VECTORIELLE (RÉALISÉ SUR MATLAB)

```
function[sys,x0]=signauxdecommande(t,x,u,flag)
p=12;   %( p indice de modulation défini telle que la fréquence de
        %modulation désirée est  $f_m=p*f$  ou  $f$  est la fréquence de la
        %tension sinusoïdale désirée. On prend  $p$  multiple de six
        %pour qu'il ait le même nombre de périodes de modulation
        %dans chacun des six secteurs délimités dans le plan
        %(Valpha, Vbeta):V1, V2,...,V6.)
f=60;
fm=p*f;
switch flag,
case 0
    x0=[];
    sys= [0 0 3 3 0 1];
case {1,2,4,9}
    x0=[];
    sys = [];
case 3,
    Tm=1/fm;                %(La période de modulation  $T_m=1/f_m$ .)
    dt=t-(Tm*floor(t/Tm));%(dt est le temps parcouru par le vecteur tournant
                           % dans le secteur en question.)
    Valpha=u(1);%(Vs= Valpha +jVbeta: Transformée de Clark du système des
    Vbeta=u(2); %tensions sinusoïdales triphasées équilibrées.)
    E=u(3);                %( Valeur de la tension continue a l'entrée de l'Onduleur.)

if Vbeta>0
```

```

if(Valpha>0)&(Vbeta>sqrt(3)*Valpha),

    % Calcul des temps du secteurs 2
    %-----%
    T2=(Valpha*sqrt(6)+sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
    T3=(-Valpha*sqrt(6)+sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
    Ti=(Tm-T2-T3)/4;
    if (dt<Ti), sys=[0 0 0];
    elseif dt<(Ti+T3/2), sys=[0 1 0];
    elseif dt<(Ti+T2/2+T3/2), sys=[1 1 0];
    elseif dt<(3*Ti+T2/2+T3/2), sys=[1 1 1];
    elseif dt<(3*Ti+T2+T3/2), sys=[1 1 0];
    elseif dt<(3*Ti+T2+T3), sys=[0 1 0];
    else sys=[0 0 0];
    end;

elseif (Valpha>0)&(Vbeta<=sqrt(3)*Valpha),

    % Calcul des temps du secteur 1
    %-----%

    T1=(Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
    T2=sqrt(2)*Vbeta*Tm/E;
    Ti=(Tm-T1-T2)/4;
    if dt<Ti, sys=[0 0 0];
    elseif dt<(Ti+T1/2), sys=[1 0 0];
    elseif dt<(Ti+T1/2+T2/2), sys=[1 1 0];
    elseif dt<(3*Ti+T1/2+T2/2), sys=[1 1 1];
    elseif dt<(3*Ti+T1/2+T2), sys=[1 1 0];
    elseif dt<(3*Ti+T1+T2), sys=[1 0 0];

```

```

else          sys=[0 0 0];
end;

elseif (Valpha<=0)&(Vbeta>(-sqrt(3)*Valpha)),

% Calcul des temps du secteur 2
%-----%

T2=(Valpha*sqrt(6)+sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
T3=(-Valpha*sqrt(6)+sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
Ti=(Tm-T2-T3)/4;
if dt<Ti,          sys=[0 0 0];
elseif dt<(Ti+T3/2),    sys=[0 1 0];
elseif dt<(Ti+T2/2+T3/2), sys=[1 1 0];
elseif dt<(3*Ti+T2/2+T3/2), sys=[1 1 1];
elseif dt<(3*Ti+T2+T3/2), sys=[1 1 0];
elseif dt<(3*Ti+T2+T3),   sys=[0 1 0];
else          sys=[0 0 0];
end;

elseif(Valpha<0)&(Vbeta<=(-sqrt(2)*Valpha)),

% Calcul des temps du secteur 3
%-----%

T3=(sqrt(2)*Vbeta)*Tm/E;
T4=(-Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
Ti=(Tm-T3-T4)/4;
if dt<Ti,          sys=[0 0 0];
elseif dt<(Ti+T3/2),    sys=[0 1 0];
elseif dt<(Ti+T3/2+T4/2), sys=[0 1 1];

```

```

elseif dt<(3*Ti+T3/2+T4/2), sys=[1 1 1];
elseif dt<(3*Ti+T3/2+T4),   sys=[0 1 1];
elseif dt<(3*Ti+T3+T4),     sys=[0 1 0];
else                          sys=[0 0 0];
end;
end;

else
    if(Valpha>0)&(Vbeta<(-sqrt(3)*Valpha)),

        % Calcul des temps du secteur 5
        %-----%
        T5=(-Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
        T6=(Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
        Ti=(Tm-T5-T6)/4;
        if dt<Ti,                sys=[0 0 0];
        elseif dt<(Ti+T5/2),     sys=[0 0 1];
        elseif dt<(Ti+T5/2+T6/2), sys=[1 0 1];
        elseif dt<(3*Ti+T5/2+T6/2), sys=[1 1 1];
        elseif dt<(3*Ti+T5/2+T6), sys=[1 0 1];
        elseif dt<(3*Ti+T5+T6),   sys=[0 0 1];
        else                      sys=[0 0 0];
        end;

    elseif(Valpha>0)&(Vbeta>=(-sqrt(3)*Valpha)),

        % Calcul des temps du secteur 6
        %-----%

        T6=(-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/E;

```

```

T7=(Valpha*sqrt(6)+sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
Ti=(Tm-T6-T7)/4;
if dt<Ti,          sys=[0 0 0];
elseif dt<(Ti+T7/2),    sys=[1 0 0];
elseif dt<(Ti+T6/2+T7/2),  sys=[1 0 1];
elseif dt<(3*Ti+T6/2+T7/2), sys=[1 1 1];
elseif dt<(3*Ti+T6+T7/2),  sys=[1 0 1];
elseif dt<(3*Ti+T6+T7),    sys=[1 0 0];
else                    sys=[0 0 0];
end;

elseif(Valpha<0)&((-Vbeta)>(-sqrt(3)*Valpha)),

    % Calcul des temps du secteur 5
    %-----%

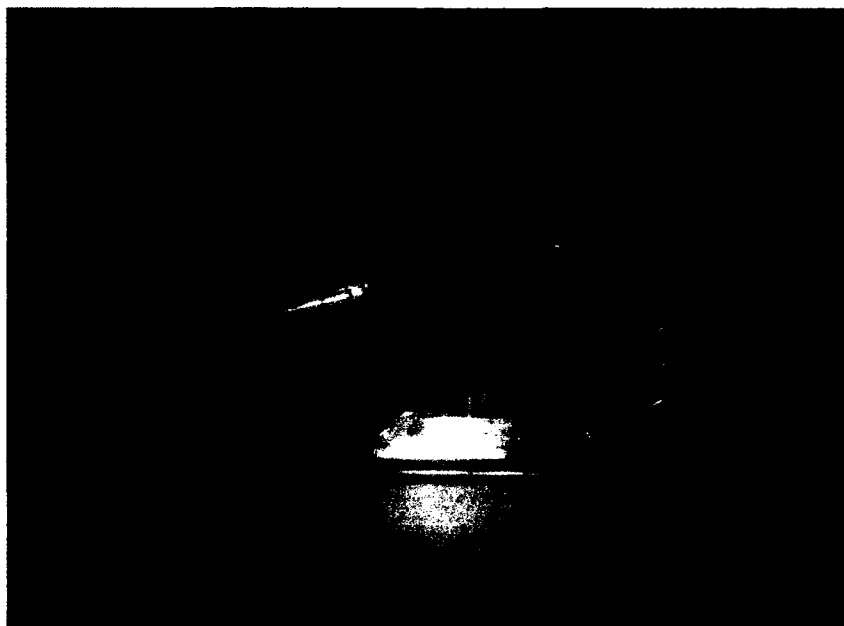
T5=(-Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
T6=(Valpha*sqrt(6)-sqrt(2)*Vbeta)*Tm/(2*E);
Ti=(Tm-T5-T6)/4;
if dt<Ti,          sys=[0 0 0];
elseif dt<(Ti+T5/2),    sys=[0 0 1];
elseif dt<(Ti+T5/2+T6/2),  sys=[1 0 1];
elseif dt<(3*Ti+T5/2+T6/2), sys=[1 1 1];
elseif dt<(3*Ti+T5/2+T6),  sys=[1 0 1];
elseif dt<(3*Ti+T5+T6),    sys=[0 0 1];
else                    sys=[0 0 0];
end;

elseif(Valpha<0)&((-Vbeta)<(-sqrt(3)*Valpha)),

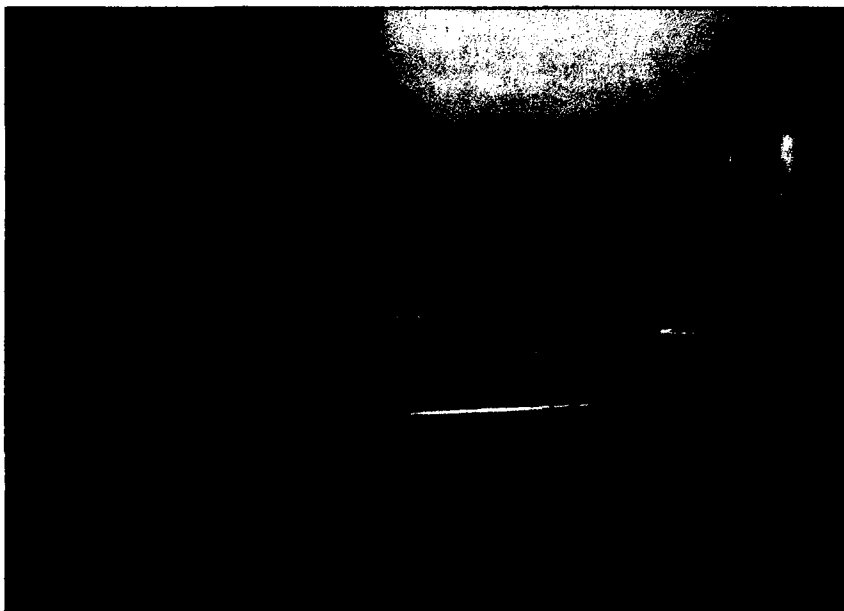
```


ANNEXE XI

COMPENSATEUR PASSIF PROPOSÉ - VUE SUR LE PROTOTYPE RÉALISÉ -



Prototype: Vue de dessus



Prototype: Vue de côté

ANNEXE XII

AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (A) - Générateurs d'impulsions ultra-rapides –

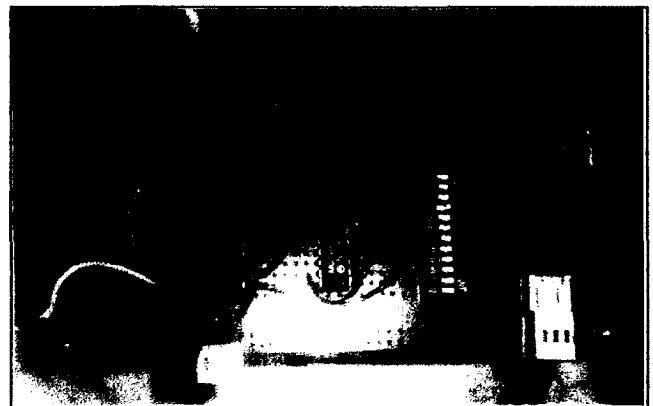
Des générateurs d'impulsions très courtes et ultra-rapides rapides à 5V ont été conçus et réalisés pour vérifier le phénomène de la réflexion d'onde sur un câble monobrin. De tels générateurs peuvent être destinés à la mesure du temps de propagation et de l'impédance caractéristique d'un câble de faible puissance.

Les circuits fonctionnent avec des composants CMOS assurant une immunité au bruit ainsi qu'avec des circuits à action de Schmitt ce qui rend les changements d'état rapide. Les impulsions obtenues ont un temps de montée de seulement 3 ns et de largeur 80 ns.

On présente ci-après une vue sur deux prototypes réalisés au laboratoire:



**Générateur d'impulsions ultra-rapides.
(Prototype 1 : Fréquence fixe)**



**Générateur d'impulsions ultra-rapides.
(Prototype 2 : Fréquence variable)**

ANNEXE XIII

AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (B) **- Commande analogique type pleine onde –**

Une commande analogique de type 180° ainsi qu'une MLI linéaire ont été conçues et réalisées à base de bascules D. Ces commandes ont été appliquées sur un onduleur de puissance réduite, afin de confirmer l'absence des surtensions singulières supérieures à 2 p.u, en dehors des conditions défavorables de la MLI discutées au chapitre 6. Par ailleurs, la commande pleine onde a été utilisée pour vérifier le fonctionnement d'un compensateur de surtension basée sur une approche autre que celle présentée au chapitre 7.

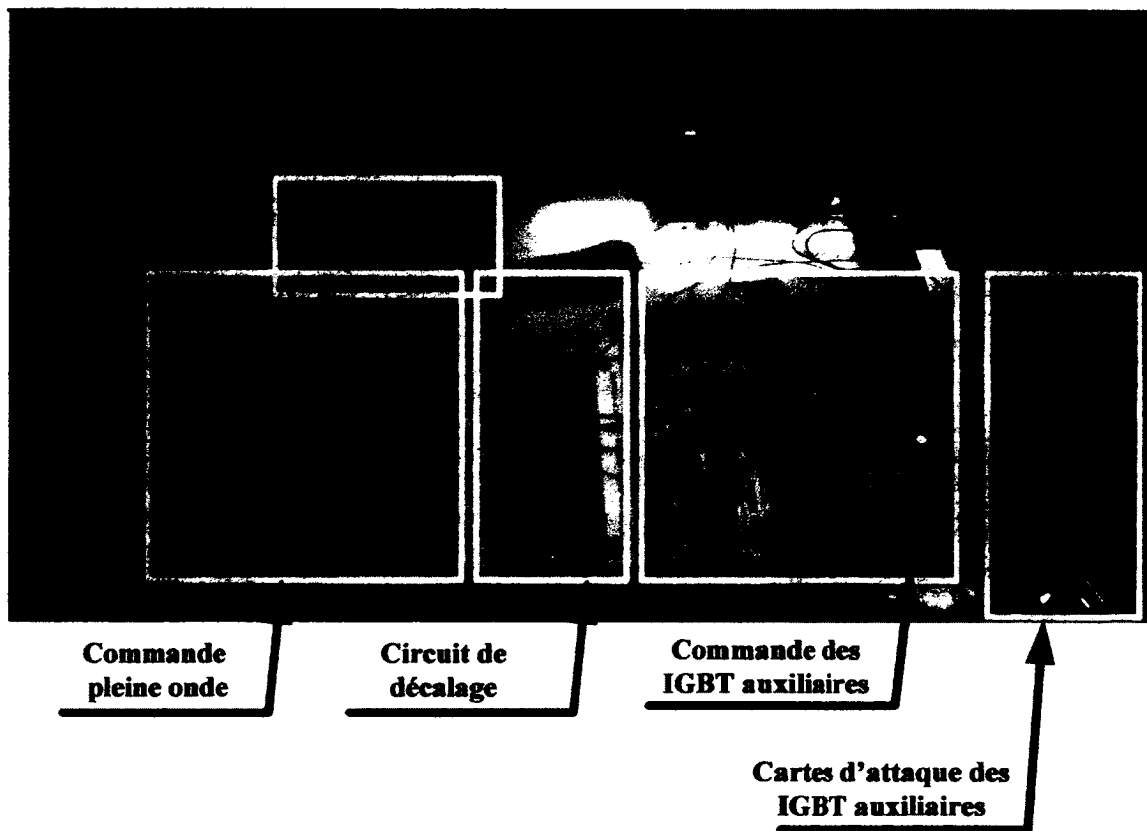


Commande analogique (pleine onde)

ANNEXE XIV

AUTRES TRAVAUX RÉALISÉS (C): COMPENSATEUR ACTIF PROPOSÉ - VUE SUR LE PROTOTYPE RÉALISÉ -

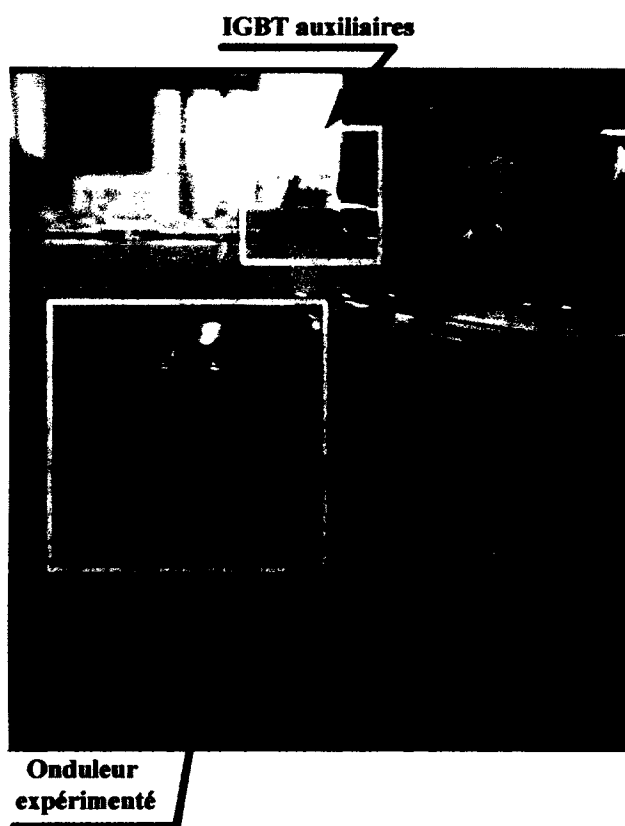
Une autre approche relative à l'élimination des surtensions le long du câble a également été développée. Les résultats de simulation ont donné des résultats concluants. La conception de ce compensateur a imposé l'utilisation de trois interrupteurs IGBT bidirectionnels à la sortie de l'onduleur. La validation du principe a été faite à vide utilisant une commande analogique, sur un système identique à celui expérimenté. On présente ci-après des photos relatives au banc d'essai du compensateur actif réalisé.



Commande analogique de l'onduleur et du compensateur



Onduleur: Circuits d'attaque des IGBTs.



Vue sur le banc d'essai du compensateur actif.

ANNEXE XV

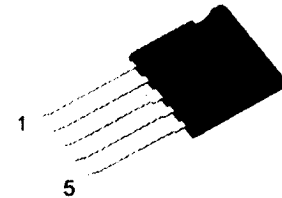
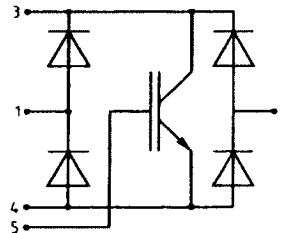
INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL UTILISÉ

Source: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/7/0tkqjyt28pzc5eodaihckfyz1dyy.pdf>

Bidirectional Switch with IGBT and fast Diode Bridge in ISOPLUS i4-PAC™

FIO 50-12BD

$$\begin{aligned} I_{C25} &= 50 \text{ A} \\ V_{CES} &= 1200 \text{ V} \\ V_{CE(sat) \text{ typ.}} &= 2.0 \text{ V} \end{aligned}$$



IGBT			
Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C to } 150^{\circ}\text{C}$	1200	V
V_{GES}		± 20	V
I_{C25}	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	50	A
I_{C90}	$T_C = 90^{\circ}\text{C}$	32	A
I_{CM} V_{CEK}	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}; R_G = 39 \Omega; T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$ RBSOA, Clamped inductive load; $L = 100 \mu\text{H}$	50 V_{CES}	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{CE} = 900 \text{ V}; V_{GE} = \pm 15 \text{ V}; R_G = 39 \Omega; T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$ non-repetitive	10	μs
P_{tot}	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$	200	W

Features

- IGBT
 - low saturation voltage
 - positive temperature coefficient for easy paralleling
 - fast switching
 - short tail current for optimized performance in resonant circuits
- HiPerFRED™ diodes
 - fast reverse recovery
 - low operating forward voltage
 - low leakage current
- ISOPLUS i4-PAC™ package
 - isolated back surface
 - low coupling capacity between pins and heatsink
 - enlarged creepage towards heatsink
 - application friendly pinout
 - low inductive current path
 - high reliability
 - industry standard outline

Applications

switches to control bidirectional current flow by a single control signal:

- matrix converters
- spare matrix converters
- AC controllers

Symbol	Conditions	Characteristic Values ($T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 30 \text{ A}; V_{GE} = 15 \text{ V}; T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$	2.0 2.3		2.6 V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 1 \text{ mA}; V_{GE} = V_{CE}$	4.5		6.5 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}; V_{GE} = 0 \text{ V}; T_{VJ} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$	0.4		0.4 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}; V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			200 nA
$t_{d(on)}$ t_r $t_{d(off)}$ t_f E_{on} E_{off}	Inductive load, $T_{VJ} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_{CE} = 600 \text{ V}; I_C = 30 \text{ A}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}; R_G = 39 \Omega$	150 60 700 50 3.6 3.0		ns ns ns ns mJ mJ
C_{iss} Q_{gon}	$V_{CE} = 25 \text{ V}; V_{GE} = 0 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$ $V_{CE} = 600 \text{ V}; V_{GE} = 15 \text{ V}; I_C = 30 \text{ A}$	2 250		nF nC
R_{thJC} R_{thJS}		1.2		0.6 K/W K/W

ANNEXE XVI

BILAN DOCTORAL

- ❑ EXCELLENCE (A-A⁺) dans **NEUF (9) COURS GRADUÉS** SUIVIS À L'ÉTS, POLYTECHNIQUE ET L'UNIVERSITÉ CONCORDIA
- ❑ RÉDACTION DE **20 RAPPORTS** TECHNIQUES, SCIENTIFIQUES, DE PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE, DE GESTION DE LA TECHNOLOGIE, ...
- ❑ **ENSEIGNEMENT RÉGULIER** DANS QUATRE COURS DIFFÉRENTS À L'ÉTS (BAC, CERTIFICAT, MAÎTRISE)
- ❑ CONTRIBUTION AUX NOTES DE 2 COURS ET AU LIVRE DU Prof. DAVID BENSOUSSAN
- ❑ RECONNAISSANCE OFFICIELLE DE LA DIRECTION DE L'ÉTS DE MON IMPLICATION ASSOCIATIVE (Représentant au Doctorat à l'ÉTS pour deux mandats successifs : 2006-2007 et 2007-2008)
- ❑ RELECTEUR (REVIEWER) **17 FOIS** POUR DES CONFÉRENCES IEEE (ISIE – IECON –PESC – IAS – EPEC), **2 FOIS** POUR LE JOURNAL IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS.
- ❑ BOURSES DE MÉRITES:
 - QUATRE BOURSES EXCPTIONNELLES OCTROYÉES PAR L'ÉTS
 - UNE BOURSE OCTROYÉE PAR IEEE POUR LA CONFÉRENCE PESC2008
- ❑ PULICATIONS:
 - UN BREVET D'INVENTION (EN COURS)
 - **PRIX DU MEILLEUR ARTICLE À LA CONFÉRENCE CANADIENNE IEEE CCECE2008**
 - DEUX ARTICLES DE JOURNAUX PULBIÉS (IEEE Transactions on Power Electronics + Journal Canadien)
 - UN ARTICLE DE JOURNAL SOUMIS (Mathematics and Computers in Simulation Transactions)
 - TREIZE (13) ARTICLES DE CONFÉRENCE
 - POSSIBILITÉ DE QUATRE AUTRES ARTICLES DE JOURNAUX ET DE QUATRE AUTRES ARTICLES DE CONFÉRENCE EN RELATION AVEC LES RÉSULTATS ISSUS DE CETTE RECHERCHE.

ANNEXE XVII

PRIX DU MEILLEUR ARTICLE À LA CONFÉRENCE CANADIENNE IEEE CCECE 2008 (COMMUNIQUÉ DE L'ÉTS DU 13 MARS 2008)

Source: http://www.etsmtl.ca/manager/doc/ccece_08.html

Communiqués



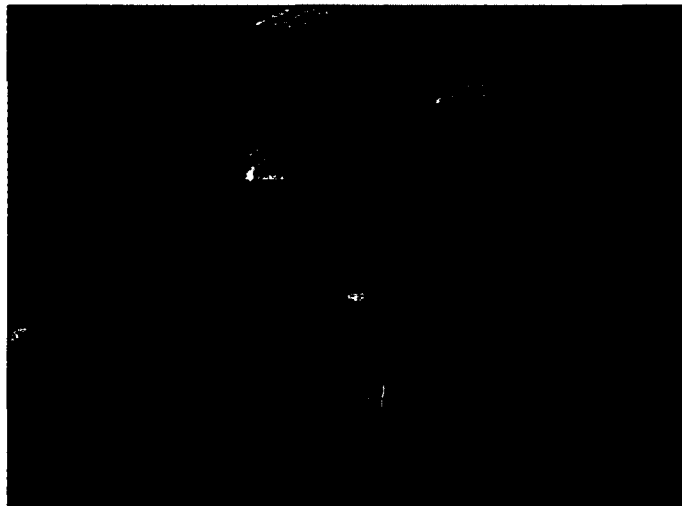
Conférence canadienne de génie électrique et génie informatique 2008 Un prix pour un doctorant de l'ÉTS et son professeur

Montréal, le 13 mai 2008 - Un article de Saïd Amarir, étudiant au doctorat, et du professeur Kamal Al-Haddad, du Département de génie électrique, a été consacré meilleur article soumis lors de la récente Conférence de génie électrique et génie informatique qui s'est tenue à Niagara Falls. Cette conférence de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) Canada, qui en était à sa 21^e édition, est un événement annuel incontournable pour les chercheurs, ingénieurs et étudiants spécialisés dans le domaine de l'électricité et de l'informatique aussi bien au Canada qu'ailleurs dans le monde.

L'article primé, **A design tool to protect industrial long cable PWM ASD systems against over-voltage problems**, étudie l'interaction électromagnétique entre un système d'entraînement électrique et son moteur et présente une contribution théorique avancée ayant permis l'analyse complète des tensions et courants réfléchis dans le câble de puissance reliant le moteur au convertisseur. Choisi parmi plus d'une centaine d'articles soumis, il a remporté le « Best Student Paper Award in the Power Electronics and Systems Symposium » qui a été remis à ses auteurs à l'occasion du banquet de clôture de la Conférence.

Saïd Amarir, qui poursuit des études de doctorat et est chargé de cours en génie électrique, est rattaché au Groupe de recherche en électronique de puissance et commande industrielle (GREPCI) ainsi qu'à la Chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et en électronique de puissance. Aussi membre du GREPCI, le professeur Kamal Al-Haddad est par ailleurs titulaire de la Chaire et Fellow IEEE depuis 2007, une prestigieuse nomination qui souligne sa contribution exceptionnelle à la recherche et au développement dans le domaine des convertisseurs électroniques de puissance.

L'IEEE compte plus de 365 000 membres répartis à l'intérieur de 29 sociétés dans 150 pays.



Saïd Amarir, étudiant au doctorat à l'ÉTS, et le professeur Kamal Al-Haddad

Pour information
Brigitte Dion
Service des communications
514-396-8986

BIBLIOGRAPHIE

- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008a. « Modeling Technique to Analyze the Impact of Inverter Supply Voltage and Cable Length on Industrial Motor-Drives ». In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 23, Issue 2, March 2008 Page(s): 744-752
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008b. « A New Design Tool to Protect Industrial Long Cable PWM ASD systems against High Frequency Over-voltage Problems ». In *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Volume 33, Issue 3, Summer-Fall 2008 Page(s):125-132.
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008c. « A Design Tool to Protect Industrial Long Cable PWM ASD systems against Over-voltage Problems ». In *IEEE Electrical and Computer Engineering, 2008. CCECE 2008. Canadian Conference on*, 4-7 May 2008, Niagara Falls, Ontario, Canada, Page(s):001699 – 001704.
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008d. « A new mathematical tool to investigate cable characteristics influence upon inverter output pulse voltage transients and their associated Differential mode currents for PWM drives ». Publication in *9th international conference on modeling and simulation of electric machines, converters and systems, ELECTRIMACS 2008*, June 8-11 Québec, Canada.
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008e. « Design tool governing over-voltages in motors fed from Long Cable PWM Drives». In *International Conference on Renewable Energy and Power Quality, ICREPQ2008*, 12, 13, 14 of March, 2008, Magdalena Royal Palace (Santander- Spain), paper number: 455 amarir.
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008f. « Mathematical Analysis and Experimental Validation of Transient Over-voltage higher than 2 per unit along Industrial ASDM Long Cables». In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, Rhodos (Greece)*, 15-19 June 2008 Page(s):1846 - 1851
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008g. « Over-voltages computation algorithm for motors fed from Long Cable PWM Drives ». In *Electrotechnical Conference, 2008. MELECON 2008. The 14th IEEE Mediterranean*, Ajaccio (France), 5-7 May 2008 Page(s):554 – 559
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008h. « A Novel Mathematical Formulas for Incident and Reflected Waves for Differential Mode Analysis in Long cable ASDs with Experimental Validations ». In *the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2008*, 10-13 November, Orlando Florida, USA.

- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2008i. « A New Mathematical Tool to Investigate the Influence of Cable Characteristics and IGBT Fast switching on Voltage Transients and Differential Mode Currents for PWM Drives ». Submitted to *Mathematics and Computers in Simulations, IMACS Transactions*, 30 september 2008.
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2006a. « A new reflected wave modeling technique for PWM ASD-motors ». In *proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE2006*, Page(s): 2510-2515
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2006b. « A New High Frequency Modeling Technique of Travelling Waves in Long Cable PWM Drives ». In *proc. IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on* Nov. 2006 Page(s):1119 – 1124
- Amarir, Saïd and Kamal Al-Haddad. 2004a. « A new approach to analyze the overvoltages due to the cable lengths and EMI on adjustable speed drive motors ». In *proc. IEEE 35th PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, v 5, PESC04, 2004, pp. 3964-3970
- Amarir, Saïd, Kamal Al-Haddad and V. Rajagopalan. 2004b. « A new model to analyze the impact of inverter supply and cable lengths on adjustable speed drive motors ». In *proc. of European Power electronics and Drives*, 2003, CD copy.
- Akagi, H., Tamura, S.; (2006). « A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor ». In *Power Electronics, IEEE Transactions on* Volume 21, Issue 5, Sept. 2006, pp.1459 – 1469
- Bonnett, A. H. (1993). « Cause and analysis of anti-friction bearing failures in AC induction motors ». In *Pulp and Paper Industry Technical Conference*, 1993., Conference Record of 1993 Annual.
- Boudenot, J.-C. and G. LABAUNE (1998). « La compatibilité électromagnétique et nucléaire». Collection ellipses.
- Busse, D. E., J.; Kerkman, R.J.; Schlegel, D.; Skibinski, G. (1996). « The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996.*, Eleventh Annual.
- Busse, D. F., J. M. Erdman, et al. (1997). « An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 33(6): 1563-1570.
- Calvas, R. and J. Delaballe (2000). « Coexistence courants forts-courants faibles ». Cahier technique no 187, Schneider Electric.

- Champtot, G.-G. (1998). « Compatibilité Électromagnétique - Mode de transmission- ». Techniques de l'Ingénieur D 1 305.
- Cocquerelle, J.-L. (1999). « CEM. et Électronique de puissance ». Édition Technip.
- Costa, F. and G. ROJAT (1998). « CEM en électronique de puissance - Réduction des perturbation, simulation ». Techniques de l'Ingénieur D 3 292.
- Daugherty, R.H.; Wennerstrom, C.H. (1991). « Need for industry standards for AC induction motors intended for use with adjustable frequency control ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume: 27 Issue: 6, Nov.-Dec. 1991, pp. 1175 –1185
- Dommel, H.W.; Meyer, W.S. « Computation of electromagnetic transients ». In *Proceedings of the IEEE* Volume 62, Issue 7, July 1974, pp. 983 - 993
- Erdman, J. K., R.J.; Schlegel, D.; Skibinski, G. (1995). « Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995.*, Tenth Annual.
- Erdman, J. M. K., R.J.; Schlegel, D.W.; Skibinski, G.L. (1996). « Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol.32, N°2, Mar-Apr, 1996, pp.250-259
- Huibin Zhu; Hefner, A. R., Jr.; Lai, J.-S. (1999). « Characterization of power electronics system interconnect parasitics using time domain reflectometry ». In *Power Electronics, IEEE Transactions on* 14(4): 622-628.
- Huibin Zhu; Jih-Sheng Lai; Hefner, A. R., Jr.; Yuqing Tang; Chingchi Chen (1999). « Analysis of conducted EMI emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments ». In *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*.
- IEC: 2006 - TS 60034-17, (2006). « Technical specification, part 17: Cage induction motors when fed from converters ». Fourth edition 2006-05.
- IEC: 2007- TS 60034-25, (2007). « Technical specification, part 25: Guidance for design and performance of ac motors specifically designed for converter supply ». Second edition 2007-03.
- IEC: 2006- TS 60034-27, (2006). « Technical specification, part 27: Off-line partial discharge measurements on the stator winding insulation of rotating electric machines ». First edition 2006-12.

- Kerkman, R. J., D. Leggate, et al. (1997). « Interaction of Drive Modulation & Cable Parameters on AC Motor Transients ». In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.33, N°3, May-June 1997, pp.722-731
- Manz, L. (1997). « Motor insulation system quality for IGBT drives ». In *Industry Applications Magazine, IEEE* 3(1): 51-55.
- Matlab SimPowerSystemsTM, the Mathworks, Inc.
- Melhorn, C. J. and L. Tang (1995). « Transient effects of PWM ASDs on standard squirrel cage induction motors ». In *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95.*, Conference Record of the 1995 IEEE, 1995, pp.2689-2695 vol.3.
- Moreira, A. F.; Lipo, T. A.; Venkataramanan, G.; Bernet, S. (2002). « High-Frequency Modeling for Cable and Induction Motor Overvoltage Studies in Long Cable Drives». In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, 2002, pp. 1297–1306.
- Murai, Y., T. Kubota, et al. (1992). « Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 28(4): 858-863.
- Mutoh, N. and M. Ogata (2004). « New methods to control EMI noises generated in motor drive systems ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 40(1): 143-152.
- Mutoh, N., M. Ogata, et al. (2002). « New methods to suppress EMI noises in motor drive systems ». In *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 49(2): 474-485.
- Naik, R.; Nondahl, T.A.; Melfi, M.J.; Schiferl, R.; Jian-She Wang, (2001). « Distributed parameter circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM based ac drives ». In *Proceedings of IAS Annual Meeting* vol. 2, 2001, pp. 1118-1122.
- NEMA Standards Publication MG 1-2006. « Motors and Generators ». Copyright 2006 by the National Electrical Manufacturers Association.
- Ogasawara, S. and Akagi, H. (1996). « Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 32, Issue 5, Sept.-Oct. 1996 pp.1105 – 1114
- Ogasawara, S., H. Ayano, et al. (1997). « Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed AC motor drive system ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 33(4): 1019-1026.

- Ogasawara, S., H. Ayano, et al. (1998). « An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter ». In *Power Electronics, IEEE Transactions on* 13(5): 835-841.
- Ogasawara, S., H. Ayano, et al. (1995). « Measurement and reduction of EMI radiated by PWM inverter-fed AC motor drive system ». In *Conf. IEEE-IAS Annu. Meeting*: 1072-1079.
- Ogasawara, S. ; Akagi, H. (2000). « Analysis and reduction of EMI conducted by a PWM inverter-fed AC motor drive system having long power cables ». In *Power Electronics Specialists Conference PESC, IEEE 31st Annual Vol. 2*, 18-23 June 2000 pp. 928 – 933.
- Oriti, G., Julian, A.L. (2004). « Application of the transmission line theory to the frequency domain analysis of the motor voltage stress caused by PWM inverters ». In *Proc. of Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting*, vol.3, 2004, pp. 1996-2002
- Persson, E. (1992). « Transient effects in application of PWM inverters to induction motors». In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume: 28. Issue: 5 , Sept.-Oct. 1992, pp. 1095 –1101
- Powers, W. F., Jr. (1994). « The basics of power cable ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 30(3): 506-509.
- Rainville, J.-F. (1998). « Problème de surtension dans les entraînements à vitesse variable ». Électricité du Québec 45(4), 22-24.
- Ran, L., J. C. Clare, et al. (1999). « Measurement of conducted electromagnetic emissions in PWM motor drive systems without the need for an LISN ». In *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 41(1): 50-55.
- Sander, K.F. and Reed, G.A.L. (1987) « Transmission and propagation of electromagnetic waves ». Cambridge University press
- Saunders, L.A. Skibinski, G.L., Evon, S.T., Kempkes, D.L. (1996). « Riding the Reflected Wave IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations ». In *IEEE IAS-Petroleum & Chemical Industry. Conference*, Philadelphia, PA., Sept. 23-25, 1996 pp.75-84
- Serporta, C., G. Tine, et al. (2000). « Conducted EMI in power converters feeding AC motors: experimental investigation and modelling ». In *Industrial Electronics, ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*.

- Shaotang Chen; Lipo, T. A. F., D. (1995). « Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives ». In *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95.*, Conference Record of the 1995 IEEE.
- Skibinski, G. P., J.; Sladky, R.; Campbell, J. (1997). « Generation, control and regulation of EMI from AC drives ». In *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97.*, Conference Record of the 1997 IEEE.
- Skibinski, G.; Leggate, D. and Kerkman, R. (1997). « Cable characteristics and their influence on motor over-voltages ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997.*, Twelfth Annual, 1997, pp.114-121 vol.1
- Skibinski, G.; Kerkman, R.; Leggate, D.; Pankau, J.; Schlegel, D. (1998). « Reflected wave modeling techniques for PWM AC motor drives ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998.*, Thirteenth Annual Vol. 2, 15-19 Feb. 1998, pp.1021 - 1029
- Skibinski, G., Tallam, R., Reese, R., Buchholz, B., Lukaszewski, R. (2006). « Common Mode and Differential Mode Analysis of Three Phase Cables for PWM AC Drives ». In *Proceedings of IAS Annual Meeting 2006*, pt. 2, p 9 pp. vol.2
- Swam, M., et al. « ASD Motor Protection: The use of ASDs and VFDs can damage Motors but there are ways to protect them ». Electricity today.
- Von Jouanne, A. and P. Enjeti (1996). « Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications ». In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996.*, Eleventh Annual.
- Von Jouanne, A., Enjeti, Gray, P. (1995). « The effect of long motor leads on PWM inverter fed AC motor drive systems ». In *Applied Power Electronics. Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995.* Tenth Annual Part: 2 , 1995, pp. 592 -597 vol.2
- Von Jouanne, A., D. A. Rendusara, et al. (1996). « Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive systems ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol.32, N°4, July-Aug. 1996, pp. 919-26
- von Jouanne, A., H. Zhang, et al. (1998). « An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications ». In *Industry Applications, IEEE Transactions on* 34(5): 1113-1122.

Yin, W., K. Bultemeier, et al. (1994). « Dielectric integrity of magnet wire insulations under multi-stresses ». Phelps Dodge Magnet Wire company, Fort Wayne, IN, release.